

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

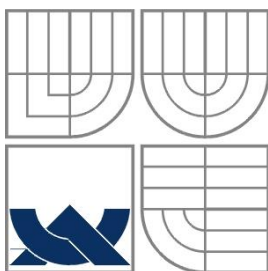
ANALÝZA ZMĚNY ZÁTĚŽE ASYNCHRONNÍHO MOTORU Z MĚŘENÍ
STATOROVÝCH PROUDŮ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

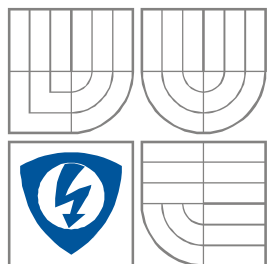
Bc. MARTIN KROUPA

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ANALÝZA ZMĚNY ZÁTĚŽE ASYNCHRONNÍHO MOTORU Z MĚŘENÍ STATOROVÝCH PROUDŮ

ANALYSIS OF LOAD VARIATION OF INDUCTION MACHINE FROM MEASUREMENT OF
STATOR CURRENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

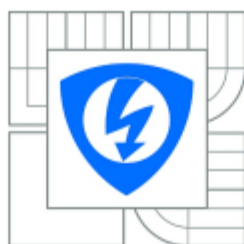
Bc. MARTIN KROUPA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. ČESTMÍR ONDRŮŠEK, CSc.

BRNO, 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Martin Kroupa
Ročník: 2

ID: 134531
Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Analýza změny zátěže asynchronního motoru z měření statorových proudů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Proveďte literární průzkum dané problematiky a proveďte teoretický rozbor daného problému.
2. Sestavte simulační model motoru v programu Simulink.
3. Navrhněte způsob monitorování oscilačního momentu.
4. Proveďte měření na zadaném motoru a porovnejte výsledky měření s výsledky simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Cigánek, L., Bauer, M.: Elektrické stroje a přístroje
- [2] Fitzgerald, A.E., Kingsley, Ch., Kusko, A.: Electric machinery. McGraw Hill 1971
- [3] Chee - Mun Ong: Dynamic Simulation of Electric Machines Using Matlab/Simulink. Prentice Hall 1998

Termín zadání: 22.9.2014

Termín odevzdání: 26.5.2015

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vitek, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato práce je zaměřena na vyhodnocení rotorové dynamiky asynchronního motoru, která může sloužit v budoucnu jako podklad pro funkční diagnostiku poháněné zátěže. Je zde podrobně probrána problematika připojeného časově proměnného zátěžného momentu a jeho vliv na vnitřní elektromagnetické vazby asynchronního motoru. A následně přiblížena možnost monitorování a diagnostika zátěžného oscilačního momentu ze statorových proudů pomocí spektrální analýzy.

Abstract

This thesis is focused on the evaluation of rotor dynamics of the induction machine, which can be used as a basis for online diagnosis of driven load in the future. It describes the problem of time varying loading torque at its impact to electromagnetic variables in induction machine. Followed by the possible ways of monitoring and diagnostic of loading torque using Fourier analysis on supply current.

Klíčová slova

Asynchronní motor; funkční diagnostika; magnetomotorické napětí; oscilační zátěžný moment; proudový podpis; amplitudová modulace; fázová modulace; spojená amplitudově fázová modulace; frekvenční spektrum; Fourierova transformace; demodulace.

Keywords

Induction machine; online diagnostics; magneto-motoric field; load torque oscillation; current signature; amplitude modulation; phase modulation; joint amplitude phase modulation; frequency spectrum; Fourier transform; demodulation.

Bibliografická citace

KROUPA, M. *Analýza změny zátěže asynchronního motoru z měření statorových proudů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 86 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma *Analýza změny zátěže asynchronního motoru z měření statorových proudů* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce Doc. Čestmíru Ondrůškovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne

Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
ÚVOD	15
Úvod.....	15
SOUČASNÝ STAV	15
1 TEORETICKÝ ROZBOR	17
1.1 PRINCIP ČINNOSTI ASM	17
1.2 MAGNETOMOTORICKÉ NAPĚTÍ (MMN).....	17
1.2.1 MAGNETOMOTORICKÉ NAPĚTÍ VYBUZENÉ STATOREM (MMNs)	18
1.2.2 OBDÉLNÍKOVÝ PRŮBĚH MMN ROZLOŽEN DO FOURIEROVY ŘADY	19
1.2.3 MMNs PŘI NAPÁJENÍ ČASOVĚ PROMĚNNÝM PROUDEM – $i(t) = I_s \cdot \cos(\omega st)$	20
1.2.4 MMNs 3-FÁZOVÉHO ASM	20
1.2.5 MAGNETOMOTORICKÉ NAPĚTÍ VYBUZENÉ ROTOREM (MMNr).....	21
1.2.6 MMN VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE ASM.....	22
1.3 VNITŘNÍ ELEKTROMAGNETICKÝ MOMENT ASM	23
SHRNUTÍ	25
2 OSCILAČNÍ ZÁTĚŽNÝ MOMENT	26
2.1 ZÁTĚŽNÝ MOMENT	26
2.2 MECHANICKÁ ÚHLOVÁ RYCHLOST ASM.....	27
2.3 MODULACE MMNr OD OSCILAČNÍHO ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU	27
2.4 MAGNETICKÁ INDUKCE VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE STROJE	28
2.5 MAGNETICKÝ TOK.....	28
2.6 INDUKOVANÉ NAPĚTÍ V CÍVKÁCH STATORU	30
2.7 PROUD PROTÉKAJÍCÍ STATOROVÝM VINUTÍM	30
3 PRINCIP MONITOROVÁNÍ OSCILAČNÍHO MOMENTU.....	31
3.1 ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ.....	31
3.1.1 FREKVENČNÍ ANALÝZA ZA POMOCÍ DFT A FFT	32
3.1.2 ČASO-FREKVENČNÍ ANALÝZA (SPECTOGRAM)	33
3.2 ÚPRAVA MĚŘENÝCH PROUDŮ.....	35
3.3 DEMODULACE STATOROVÉHO PROUDU	35
3.4 POSTUP ANALÝZY MODULOVANÉHO STATOROVÉHO PROUDU ASM.....	37
3.5 AMPLITUDOVÁ DEMODULACE STATOROVÝCH PROUDŮ	38
3.5.1 PLATNOST UVEDENÉHO ALGORITMU:.....	39
3.6 FÁZOVÁ DEMODULACE STATOROVÝCH PROUDŮ	41
4 MATEMATICKÝ MODEL ASM	42
4.1 OBECNÝ MATEMATICKÝ MODEL ASM.....	42



4.2 MODEL ASM V PŘIROZENÝCH SOUŘADNICÍCH A, B, C	43
4.3 MODEL V D-Q SOUŘADNICÍCH	44
4.3.1 PROSTOROVÝ VEKTOR	44
4.3.2 CLARKOVA A PARKOVA TRANSFORMACE	45
4.3.3 MATEMATICKÝ MODEL POUŽITÝ PRO SIMULACE	47
5 FREKVENČNÍ ÚTLUM ASM	48
5.1 STAVOVÝ POPIS ASM	48
5.2 STAVOVÉ ROVNICE ASM V SLOŽKOVÉM TVARU – $\Omega_k = \Omega$	50
5.3 LINEARIZOVANÉ STAVOVÉ ROVNICE ASM:.....	52
5.4 FREKVENČNÍ ÚTLUM KONKRÉTNÍHO ASM.....	54
5.5 SHRUTÍ.....	57
6 POČÍTAČOVÉ SIMULACE	58
6.1 SIMULACE S KONSTANTNÍ VELIKOSTÍ M_p	59
6.2 SIMULACE S KONSTANTNÍM JMENOVITÝM ZATÍŽENÍM ASM.....	63
7 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST	65
8 VYHODNOCENÍ	76
8.1 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ	77
9 ZÁVĚR	78
LITERATURA	79
PŘÍLOHY	80
PŘÍLOHA 1	80
PŘÍLOHA 2	84
PŘÍLOHA 3	85
PŘÍLOHA 4	86

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1-1 Průběh MMN jednozávitovou cívkou se zkráceným krokem</i>	<i>18</i>
<i>Obrázek 1-2 Rozložení obdélníkového průběhu MMN na vyšší harmonické</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 1-3 Rozložení stojatého pulzujícího MMN na souslednou a zpětnou točivou vlnu</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 1-4 Prostorové zobrazení složek MMN ve vzduchové mezeře stroje</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 1-5 Diagram</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 2-1 Schéma pohonu ASM + zátěž</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 3-1 Základní rozdělení signálů</i>	<i>31</i>
<i>Obrázek 3-2 Převedení časového signálu do frekvenční oblasti pomocí programu Matlab</i>	<i>33</i>
<i>Obrázek 3-3 Příklad spectogramu statorového proudu ASM pro různá rozlišení okna</i>	<i>34</i>
<i>Obrázek 3-4 Detail frekvenčního spektra proudu 1 fáze ASM při pulzujícím zátěžném momentu</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 3-5 Grafické řešení rovnice pro stat. fázový proud ASM při zatížení – $M_z = 0,2M_n$</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 3-6 Grafické řešení rovnice pro stat. fázový proud ASM při zatížení – $M_z = 0,8M_n$</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 3-7 Grafické znázornění užitého algoritmu pro zpracování statorových proudů</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 4-1 ASM</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 4-2 Konstrukce prostorového vektoru statorového proudu fáze a</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 4-3 Náhradní dvoufázový model ASM v souřadnicích d,q</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 5-1 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = 0 \text{ Nm}$; $J = 0,7 \cdot J_n$</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 5-2 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = 0 \text{ Nm}$; $J = J_n$</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 5-3 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = 0 \text{ Nm}$; $J = 1,3 \cdot J_n$</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 5-4 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = M_n$; $J = 0,7 \cdot J_n$</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 5-5 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = M_n$; $J = J_n$</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 5-6 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = M_n$; $J = 1,3 \cdot J_n$</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 5-7 Meze subharmonických (Transformátory •••; ASM —; 60 W žárovka --)[11]</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 6-1 AM činitel pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 6-2 FM činitel pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 6-3 Fázové zpoždění mezi AM a FM činitelem pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$</i>	<i>61</i>
<i>Obrázek 6-4 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ – 1. část</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 6-5 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM motor $P = 2,2 \text{ kW}$ – 2. část</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 6-6 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM motor $P = 2,2 \text{ kW}$ – 1. část</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 6-7 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM motor $P = 2,2 \text{ kW}$ – 2. část</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 6-8 Fázové zpoždění mezi AM a FM činitelem pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$</i>	<i>64</i>

<i>Obrázek 7-1 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [1. měření]</i>	<i>65</i>
<i>Obrázek 7-2 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [2. měření]</i>	<i>66</i>
<i>Obrázek 7-3 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [3. měření]</i>	<i>67</i>
<i>Obrázek 7-4 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [4. měření]</i>	<i>68</i>
<i>Obrázek 7-5 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [5. měření]</i>	<i>69</i>
<i>Obrázek 7-6 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [6. měření]</i>	<i>70</i>
<i>Obrázek 7-7 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [7. měření]</i>	<i>71</i>
<i>Obrázek 7-8 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [8. měření]</i>	<i>72</i>
<i>Obrázek 7-9 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [9. měření]</i>	<i>73</i>
<i>Obrázek 7-10 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [10. měření]</i>	<i>74</i>
<i>Obrázek 7-11 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [11. měření]</i>	<i>75</i>



SEZNAM TABULEK

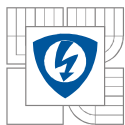
<i>Tabulka 4-1 Vztahy pro přepočet veličin mezi souřadným systémem a, b, c a α, β</i>	<i>46</i>
<i>Tabulka 4-2 Vztahy pro přepočet veličin mezi souřadným systémem α, β a d, q</i>	<i>46</i>
<i>Tabulka 4-3 Rovnice popisující ASM v souřadném systému d, q</i>	<i>47</i>
<i>Tabulka 5-1 Stavová matice (5.19) pro ASM</i>	<i>51</i>
<i>Tabulka 5-2 Linearizovaná stavová matice (5.31) pro ASM</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 6-1 Hodnoty amplitudové deformace statorového proudu pro různé stavy ASM</i>	<i>59</i>
<i>Tabulka 6-2 Hodnoty fázové deformace statorového proudu pro různé stavy ASM</i>	<i>60</i>
<i>Tabulka 6-3 Hodnoty fázového posunutí mezi AM a FM pro různé stavy ASM</i>	<i>61</i>
<i>Tabulka 8-1 Hodnoty AM a FM statorových proudů ASM – reálné měření</i>	<i>76</i>
<i>Tabulka 8-2 Hodnoty AM a FM statorových proudů ASM – výpočet ze simulací</i>	<i>76</i>
<i>Tabulka 8-3 Relativní chyby simulačních výsledků vůči reálným datům</i>	<i>77</i>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Symbol	Jednotka	Význam
ASM	-	<i>Asynchronní motor</i>
AM	-	<i>Amplitudová modulace</i>
B	T	<i>Magnetická indukce</i>
b	T	<i>Okamžitá hodnota magnetické indukce</i>
B_s	T	<i>Amplituda magnetické indukce vybuze­né statorovým mag. polem</i>
B_r	T	<i>Amplituda magnetické indukce vybuze­né rotorovým mag. polem</i>
H	A.m ⁻¹	<i>Intenzita magnetického pole</i>
FM	-	<i>Fázová modulace</i>
f_s	Hz	<i>Síťová frekvence</i>
f_p	Hz	<i>Frekvence oscilačního zátěžného momentu</i>
F_m	A	<i>Celková hodnota magnetomotorického napětí</i>
f_{ms}	A	<i>Okamžitá hodnota magnetomotorického napětí vybuze­ného stat. polem</i>
f_{mr}	A	<i>Okamžitá hodnota magnetomotorického napětí vybuze­ného rot. polem</i>
F_{ms}	A	<i>Amplituda magnetomotorického napětí vybuze­ného stat. polem</i>
F_{mr}	A	<i>Amplituda magnetomotorického napětí vybuze­ného rot. polem</i>
i_s i_f	A	<i>Okamžitá hodnota fázového statorového proudu</i>
I_s; I₀	A	<i>Amplituda fázového proudu ve statorovém vinutí</i>
I_R	A	<i>Amplituda proudu v rotoru</i>
I_m	A	<i>Amplituda amplitudově modulované složky proudu</i>
I_{AM}	A	<i>Amplitudově modulovaný proud</i>
\bar{I}_s	A	<i>Prostorový vektor proudu ve statorových souřadnicích</i>
\bar{I}_R	A	<i>Prostorový vektor proudu v rotorových souřadnicích</i>
I_L	A	<i>Amplituda levé postranní složky proudu ve frekvenčním obraze</i>
I_P	A	<i>Amplituda pravé postranní složky proudu ve frekvenčním obraze</i>
i_{a,b,c}	A	<i>Okamžité hodnoty statorových proudů fází a,b,c</i>
i_{A,B,C}	A	<i>Okamžité hodnoty rotorových proudů fází A,B,C</i>
J_{soustavy}	kg.m ²	<i>Celkový moment setrvačnosti dané soustavy</i>
K_{krok,n_s}	-	<i>Činitel kroku pro n_s-tou harmonickou</i>
K_{rozloha,n_s}	-	<i>Činitel rozlohy pro n_s-tou harmonickou</i>



I_{Fe}	mm	Axiální délka magnetického obvodu
L_s	H	Indukčnost statorového vinutí
$L_R; L_r'$	H	Indukčnost rotorového vinutí přepočtena na stranu statoru
L_m	H	Hlavní vzájemná indukčnost statoru a rotoru (magnetizační indukčnost)
M	H	Vzájemná indukčnost mezi příslušnou statorovou a rotorovou fází
M_i	Nm	Vnitřní elektromagnetický moment motoru
m	-	Počet fází
m_i	Nm	Okamžitá hodnota vnitřního elektromagnetického momentu motoru
M_z	Nm	Zátěžný moment
M_p	Nm	Amplituda oscilačního zátěžného momentu
M_s	H	Vzájemná indukčnost mezi dvěma fázemi statoru
M_R	H	Vzájemná indukčnost mezi dvěma fázemi rotoru
MMN	-	Magnetomotorické napětí
MMN_s	-	Magnetomotorické napětí vybuzeané statorovým polem
MMN_r	-	Magnetomotorické napětí vybuzeané rotorovým polem
N	-	Počet sériových vodičů
N_r	-	Počet rotorových tyčí
n_s	-	Řád prostorové harmonické vyskytující se ve statorových veličinách
n_r	-	Řád prostorové harmonické vyskytující se ve rotorových veličinách
p_p	-	Počet pólových dvojic
ΔP_{mag}	W	Ztráty v magnetickém obvodu
q	-	Počet drážek na pól a fázi
Q	-	Počet aktivních statorových drážek
R_s	Ω	Odpor vinutí jedné fáze statoru
$R_R; R_r'$	Ω	Odpor vinutí jedné fáze rotoru přepočtený na stranu statoru
$r_{stř}$	mm	Střední poloměr vzduchové mezery
s	-	Skluz
t	s	Čas
\vec{U}_s	V	Prostorový vektor napětí ve statorových souřadnicích
\vec{U}_R	V	Prostorový vektor napětí v rotorových souřadnicích
W_m	J	Akumulovaná magnetická energie



w_m	$J \cdot m^{-3}$	Měrná akumulovaná magnetická energie
Z_s	Ω	Impedance jedné fáze statoru
α	-	Modulační činitel
α_{AM}	A	Amplitudový modulační činitel obecného signálu
β	-	Fázový modulační činitel
β_{FM}	rad.A	Fázový modulační činitel obecného signálu
δ	mm	Délka vzduchové mezery
φ_{rs}	$^\circ$	Prostorový úhel mezi statorovou a rotorovou magnetickou osou
$\varphi_{fáze,s}$	$^\circ$	Prostorový úhel mezi fázemi statoru
$\varphi_{fáze,r}$	$^\circ$	Prostorový úhel mezi fázemi rotoru
φ_α	$^\circ$	Fázový posun oscilačního zátěžného momentu vůči proudům
φ_{AM}	$^\circ$	Fázový posun mezi amplitudovou a fázovou modulací
ψ_m	Wb	Spřažený magnetický tok
ψ_s	Wb	Amplituda spřaženého magnetického toku vyvolaného stat. mag. polem
ψ_R	Wb	Amplituda spřaženého magnetického toku vyvolaného rot. mag. polem
$\overline{\psi}_s$	Wb	Prostorový vektor spřaženého magnetického toku v stat. souřadnicích
$\overline{\psi}_s^*$	Wb	Komplexně sdružený prostorový vektor spřaženého magnetického toku
$\overline{\psi}_R$	Wb	Prostorový vektor spřaženého magnetického toku v rot. souřadnicích
μ_0	$H \cdot m^{-1}$	Permeabilita vakua
μ_r	-	Relativní permeabilita
ϑ	$^\circ$	Prostorový úhel ve statorových souřadnicích
ϑ'	$^\circ$	Prostorový úhel v rotorových souřadnicích
ϑ_p	$^\circ$	Pólová rozteč
$\vartheta_s, \vartheta_{mech}$	$^\circ$	Prostorový úhlem mezi statorovým a rotorovým souřadným systémem
$\omega; \omega_s$	rad^{-1}	Úhlová frekvence sítě
Ω	rad^{-1}	Úhlová frekvence amplitudově modulované složky proudu
ω_p	rad^{-1}	Úhlová frekvence oscilačního zátěžného momentu
ω_{mech}	rad^{-1}	Mechanická úhlová rychlost rotoru
ω_e	rad^{-1}	Elektrická úhlová rychlost rotoru

ÚVOD

Úvod

Z hlediska zvýšení efektivnosti průmyslových podniků či zvýšení bezpečnosti mnoha zařízení jakými jsou například elektrárny, kde je instalováno mnoho elektrických strojů a přístrojů, je od 80. let minulého století, velice rozšířeným a diskutovaným tématem problematika zabývající se diagnostikou elektromechanických objektů.

Důkazem důležitosti diagnostiky elektromechanických objektů je i ten fakt, že v roce 1997 bylo založeno speciální celosvětové symposium o diagnostice elektrických strojů pod záštitou IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) Symposium on Diagnostics for Electrical Machines Power Electric and Drives – SDEMPED a každé dva roky se vědci z celého světa zabývající se speciálně diagnostikou elektrických strojů a pohonů sejdou a diskutují o nových trendech a budoucím vývoji na tomto poli odborné činnosti. [1]

Diagnosticke metody můžeme rozdělit na testovací a funkční (provozní). Diagnostika testovací vyžaduje odpojení zkoumané elektromechanické soustavy z provozu a připojení například k měřicímu přístroji generující diagnostické prostředky. Výhoda testovací diagnostiky je taková, že pomocí ní můžeme získat takové údaje o zkoumaném objektu, které nelze získat jakoukoli funkční diagnostikou, proto prozatím zaujímá nenahraditelnou úlohu v oblasti analýz elektromechanických soustav. Nevýhodou testovací diagnostiky je možnost destrukce zkoumaného zařízení například při napěťových zkouškách aj. Z hlediska provozovatele zkoumaného objektu se jeví jako lepší použít diagnostiku funkční, kdy analyzované signály jsou generovány zkoumaným objektem přímo za jeho běžného provozu. Tyto metodiky jsou nedestruktivní a nepřinášejí žádné zvýšené namáhání stroje.

Základním problémem a úkolem funkční diagnostiky je určení aktuální kondice zkoumaného objektu za jeho provozu, tedy metody technické diagnostiky mají stanovit míru degradace funkčních vlastností objektu, případně výskyt závad nebo poruch přímo při práci stroje, tak aby nedocházelo k nuceným odstávkám elektrických zařízení a předešlo se tak možným národohospodářským škodám vzniklých právě odstavením zařízení z běžného provozu.

Současný stav

Klíčovým prvkem v každém elektrickém systému je motor. Z hlediska jednoduché konstrukce a vysoké účinnosti je převážná část všech instalovaných motorů v jakémkoli současném průmyslu asynchronních (ASM).

Pro funkční diagnostiku a případné kontinuální sledování ASM máme k dispozici elektrické veličiny do stroje vstupující (statorový proud a napětí), magnetické a mechanické veličiny strojem generované (otáčky, natočení rotoru, rozptylový magnetický tok, vibrace, hřídelová napětí, vnitřní elektromagnetický moment stroje). Časové průběhy těchto veličin jsou výrazně ovlivněny ať už samotným stavem motoru nebo stavem jeho připojené zátěže (nesymetrie napájecí sítě, závady vinutí či izolace, vadné ustavení stroje, stav ložisek, dynamická a statická

excentricita rotoru, úhlová a paralelní nesouosost motoru se zátěží, poruchy spojky aj.). Pomocí záznamu a následného rozboru změřených veličin můžeme průběžně vyhodnocovat aktuální kondici motoru, jeho dílčích částí nebo dokonce stav připojené zátěže.

Časové průběhy mechanických veličin, jako jsou vibrace nebo hluk, lze zaznamenávat akcelerometry nebo senzory pro snímání hladin hluku umístěnými blízko nebo přímo na zkoumaném subjektu. Bohužel tyto senzory jsou mnohdy nákladné a v některých aplikacích je nelze použít vůbec. Příkladem mohou být okruhy přístrojů a strojů v jaderných elektrárnách nacházející se v oblasti vystavené radiaci. Proto je současným trendem diagnostika ASM pomocí tzv. proudového podpisu, kdy aktuální stav motoru je vyhodnocován z proudového spektra statorových proudů motoru, které mohou být snímány dál od předmětu zájmu pomocí Rogowského cívek umístěných okolo napájecích kabelů motoru. Časový záznam proudu je převeden do frekvenční oblasti a zde jsou porovnávány amplitudy všech postranních pásem vzniklých na různých frekvencích s první harmonickou (obvykle 50 Hz, 60 Hz). Pokud je amplitudový rozdíl mezi 1. harmonickou a postranními pásmy menší jako 40 dB, může se jednat o zhoršení technického stavu, a tak i funkčnosti ASM.

Na začátku 21. století bylo publikováno již mnoho studií zabývajících se diagnostikou zjišťující stav přímo asynchronních motorů, avšak předmětem této práce je zjištění a vyhodnocení rotorové dynamiky soustrojí: pohon + zátěž, která by obecně v ustáleném stavu měla klást motoru konstantní zátěžný moment. Typickými příklady mohou být hydrodynamická čerpadla nebo šroubové kompresory, jimž jako pohon slouží asynchronní motor.

Jak bylo řečeno, za normálního provozu, bez přítomných poruch, by měla pracovat soustava s konstantním zátěžným momentem. Tohoto ideálního provozního stavu se dá dosáhnout jen hypoteticky, většina reálných aplikací neklade motoru dokonale konstantní zátěžný moment, například u hydraulického systému, jehož součástí je hydrodynamické čerpadlo poháněné ASM, se za provozu běžně vyskytují tlakové pulzace, ať už od náhlé změny průtoku tekutiny hydraulickým systémem od uzavírání klapek škrtkových ventilů, nebo různé rozvahy celého systému. Při tlakových pulzacích ani průtok, ani rychlost proudící tekutiny nezůstávají konstantní, to se promítá do měrné energie hydrodynamického čerpadla, která tak získává časovou závislost. Výkon čerpadla v odpovídajícím poměru vůči pulzacím kolísá a tím i zmíněný zátěžný moment kladený na hřídel ASM není čistě konstantní. Tyto jevy charakteristické tlakovými a průtokovými pulzacemi je ale třeba mít trvale pod kontrolou, neboť jsou v průběhu času častou příčinou degradace celého systému.

Cílem práce je nalezení cesty, jak spolehlivě vyhodnotit oscilující zátěžný moment pouze ze statorových proudů ASM. Popsat, jak přesně se projevuje oscilační zátěžný moment přiváděný k hřídeli ASM ve statorových prouděch motoru a na čem všem jsou jeho deformace při kmitajícím momentu motoru závislé, tak abychom tuto studii byly posléze schopni aplikovat v praxi pro diagnostiku chyb, poruch, či různých skutečností projevujících se oscilujícím zátěžným momentem v daných soustavách.

1 TEORETICKÝ ROZBOR

Abychom byli schopni pochopit, jak je možné diagnostikovat poruchy vzniklé v soustavě na zátěži přímo z analýzy statorových proudů poháněcího ASM, bylo by dobré podívat se nejprve hlouběji, co se děje uvnitř samotného motoru, který je nucen vyrovnávat moment kladený zátěží a prostudovat všechny elektromechanické a elektromagnetické vazby v ASM. Následující teoretický výklad předpokládá tato zjednodušení:

- Motor je připojený přímo k symetrické 3-fázové síti
- Motor je napájený čistě harmonickým napětím
- Motor je dokonale symetrický, má 3 fáze navzájem pootočený o 120°
- Má konstantní vzduchovou mezeru – $\delta_0 = konst.$
- Magnetický obvod nedosáhne nasycení – $\mu_r = \infty$.
- V magnetickém obvodu nedochází k žádným ztrátám – $\Delta P_{mag} = 0$

1.1 Princip činnosti ASM

ASM je značně složitým nelineárním vícerozměrným systémem, jehož princip činnosti je založen na vzájemné elektromagnetické interakci točivého magnetického pole statoru ve vzduchové mezeře stroje a proudů, indukujících se ve vinutí rotoru působením tohoto magnetického pole. K popisu asynchronního motoru budeme přistupovat z předpokladu, že motor je připojen přímo na síť a je napájen harmonickým napětím, jehož tvar je:

$$u(t) = U_m \cdot \cos(\omega_s t) \quad (1.1)$$

kde U_m je amplituda napájecího napětí, $\omega_s = 2\pi f_s$ a f_s je napájecí kmitočet. Tedy cívky statoru jsou protékány sinusovým proudem, který má amplitudu omezenou pouze konstantní impedancí jednotlivých fází – $Z_s = konst.$

$$i_s(t) = \frac{u(t)}{Z_s} = \frac{U_m \cdot \cos(\omega_s t)}{Z_s} \quad (1.2)$$

Proudy v cívkách statoru mají za výsledek vytvoření točivého magnetomotorického napětí (MMN) ve vzduchové mezeře motoru, které posléze vytvoří tažnou sílu stroje – točivý elektromagnetický moment.

1.2 Magnetomotorické napětí (MMN)

Vztah pro magnetomotorické napětí nacházející se ve vzduchové mezeře ASM vychází z Ampérova zákona celkového proudu popisující magnetické pole a jeho vazbu k elektrickému proudu, kterým je vytvořeno. Při zachování výše zmíněných předpokladů pro popis ASM lze MMN ve vzduchové mezeře pro 2-pólový stroj psát jako:

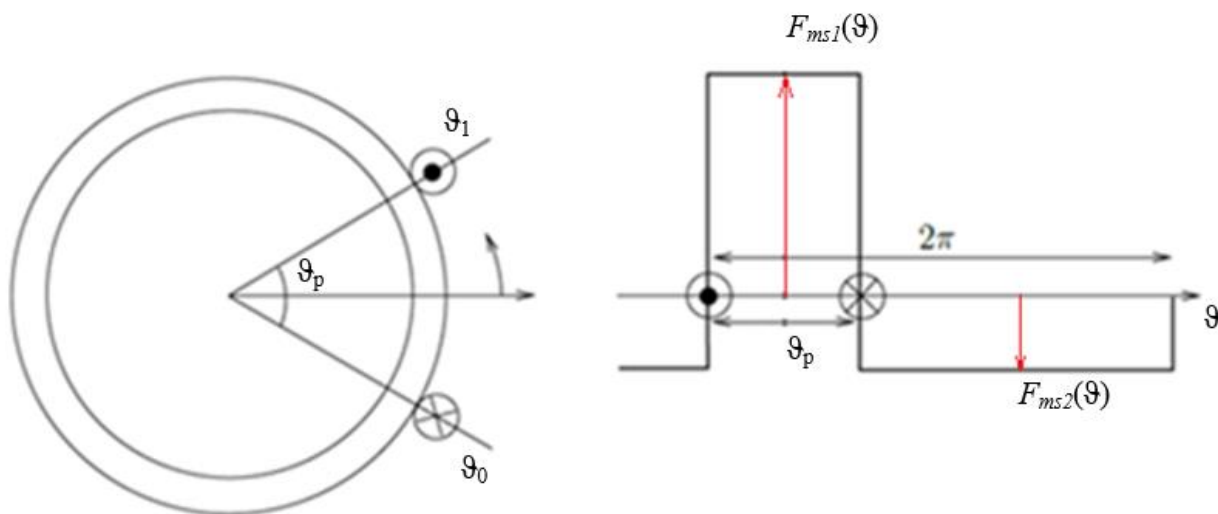
$$F_m = \oint H \cdot dl = H \cdot \delta = \frac{B}{\mu_0} \cdot \delta = \sum_{i=1}^N i_i = N \cdot i \quad (1.3)$$

kde H je intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře, B je magnetická indukce ve vzduchové mezeře, N je počet sériových vodičů, δ je délka vzduchové mezery a i je okamžitá hodnota proudu protékajícího vodiči.

1.2.1 Magnetomotorické napětí vybuzené statorem (MMNs)

Vydeme z nejjednoduššího příkladu, kdy máme jednofázové jednozávitové vinutí se zkráceným krokem uloženo v drážkách statoru, které je napájeno stejnosměrným napětím, tedy závitem protéká konstantní proud.

Proud, protékající tímto vinutím, vyvolá magnetomotorické napětí, jehož charakter koresponduje s Obr. 1-1, v jehož pravé části je naznačeno prostorové uspořádání jednozávitové statorové cívky v rozloženém tvaru podél celé délky vzduchové mezery. Prostorové rozložení proudů se v drážce během poloviny periody nemění. V další polovině periody se pouze obrací směr proudu.[2]



Obrázek 1-1 Průběh MMN jednozávitovou cívkou se zkráceným krokem

Poměr velikosti MMNs pod póly můžeme určit z podmínky rovnosti magnetických toků jako:

$$F_{ms1}(\vartheta) = N \cdot I \cdot \left(1 - \frac{\vartheta_p}{2\pi}\right) \quad (1.4)$$

$$F_{ms2}(\vartheta) = N \cdot I \cdot \left(\frac{\vartheta_p}{2\pi}\right) \quad (1.5)$$

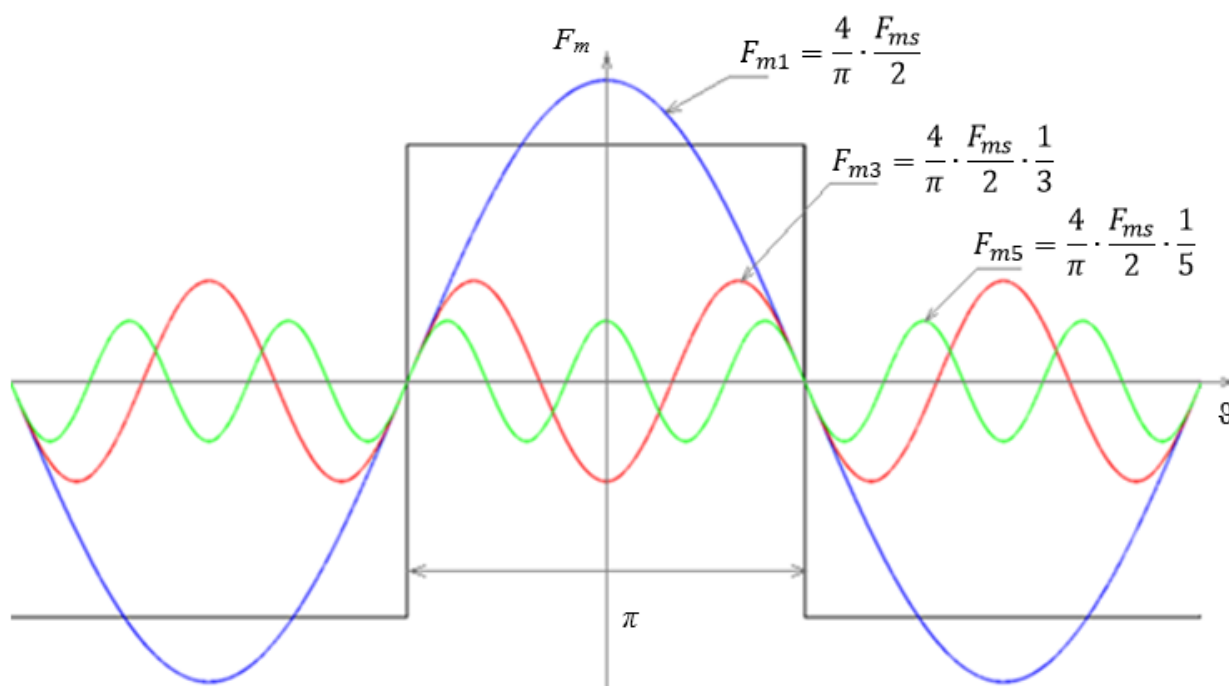
$$F_{ms}(\vartheta) = F_{ms1}(\vartheta) + F_{ms2}(\vartheta) = N \cdot I \quad (1.6)$$

kde N je počet závitů, v našem případě $N = 1$, I je protékající proud, ϑ_p je pólová rozteč.[2]

1.2.2 Obdélníkový průběh MMN rozložen do Fourierovy řady

Takto vzniklou obdélníkovou vlnu MMNs lze pro snazší analýzu rozložit na první a vyšší harmonické. To umožňuje posoudit magnetická pole vybuzená každou harmonickou vlnou odděleně.

Na Obr. 1-2 můžeme vidět rozklad MMNs vyvolaného průchodem proudu jednozávitovou cívku uloženou ve statorových drážkách s nezkráceným krokem. Pro objasnění následujících vztahů jsou zde vyznačeny amplitudy 1., 3. a 5. prostorové harmonické. Z obrázku je patrné, že čím vyšší řád prostorové harmonické, tím menší amplitudy veličina dosáhne, a tím vícekrát se „vleze“ po celém obvodu vzduchové mezery.



Obrázek 1-2 Rozložení obdélníkového průběhu MMN na vyšší harmonické

MMNs pod jedním pólem $-F_{ms1}$ můžeme pak přepsat do tvaru:

$$F_{ms1}(\vartheta) = \frac{2 \cdot N \cdot I}{\pi} \cdot \sum_{n_s} \frac{1}{n_s} \cdot \sin\left(\frac{n_s \cdot \vartheta_p}{2}\right) \cdot \cos(n_s \vartheta) \quad (1.7)$$

$$F_{ms1}(\vartheta) = \frac{2 \cdot N \cdot I}{\pi} \cdot \sum_{n_s} \frac{1}{n_s} \cdot K_{krok, n_s} \cdot \cos(n_s \vartheta) \quad (1.8)$$

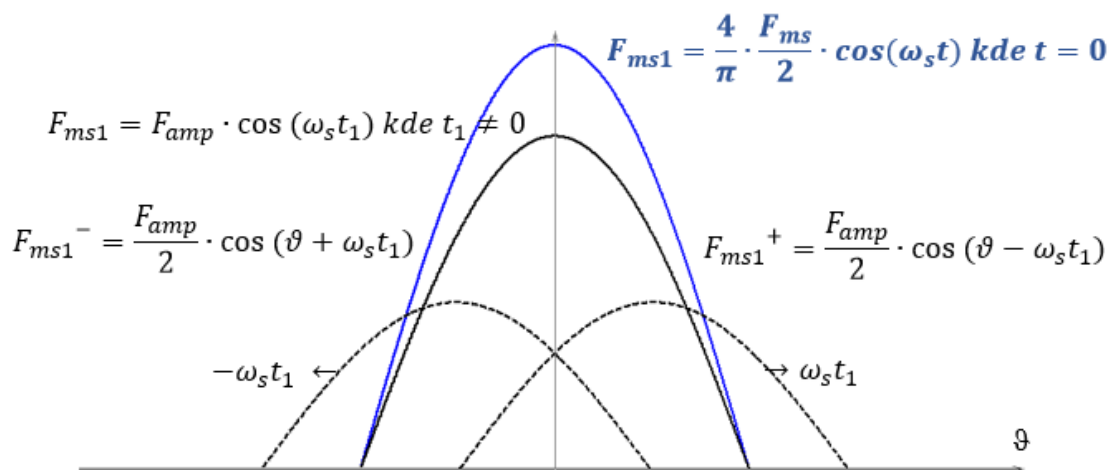
kde n_s je řád harmonické, ϑ je prostorový úhel ve statorových souřadnicích a K_{krok, n_s} je činitel kroku pro n_s harmonickou respektující rozložení vinutí v drážkách, který dostaneme ze vztahu:

$$K_{krok, n_s} = \sin\left(\frac{n_s \cdot \vartheta_p}{2}\right) \quad (1.9)$$

1.2.3 MMNs při napájení časově proměnným proudem – $i(t) = I_s \cdot \cos(\omega_s t)$

Při uvažování napájení cívky harmonickým časově proměnným proudem v prostoru stojatá vlna MMNs dostane pulzující charakter – amplituda se bude měnit v čase. Takto pulzující stojatou vlnu MMNs můžeme dále rozdělit na dvě točivé vlny o poloviční amplitudě, které však nekmitají, nýbrž se otáčejí každá stejnou rychlostí a navzájem opačnými směry – sousledná a zpětná vlna. Ze znalostí goniometrického vzorce $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ můžeme upravit vztah pro MMNs pro jednu fázi do tvaru:

$$f_{ms1}(\vartheta, t) = \frac{N \cdot I_s}{\pi} \cdot \sum_{n_s} \frac{1}{n_s} \cdot K_{krok, n_s} \cdot [\cos(n_s \vartheta - \omega_s t) + \cos(n_s \vartheta + \omega_s t)] \quad (1.10)$$



Obrázek 1-3 Rozložení stojatého pulzujícího MMN na souslednou a zpětnou točivou vlnu

1.2.4 MMNs 3-fázového ASM

Po zobecnění na p-pólový stroj a respektování rozložení vinutí po obvodu statoru získáme vztah pro MMNs vybuze 1 fáze takto:

$$f_{ms,a}(\vartheta, t) = \frac{N \cdot I}{\pi} \cdot \sum_{n_s} \frac{1}{n_s \cdot p_p} \cdot K_{krok, n_s} \cdot K_{rozloha, n_s} \cdot [\cos(p_p n_s \vartheta - \omega_s t) + \cos(p_p n_s \vartheta + \omega_s t)] \quad (1.11)$$

$$K_{rozloha, n_s} = \frac{\sin\left(n_s \cdot q \cdot \frac{\vartheta_p}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(n_s \cdot \frac{\vartheta_p}{2}\right)} \quad \text{činitel rozlohy pro } n_s \text{ harmonickou} \quad (1.12)$$

kde q je počet drážek na pól a fázi:

$$q = \frac{Q}{m \cdot 2 \cdot p_p} \quad (1.13)$$

Celkové MMNs ve vzduchové mezeře je součtem příspěvků magnetomotorického napětí každé fáze. Za předpokladu symetrického vinutí, že fáze jsou posunuty o 120° a protéká jimi proud o stejné amplitudě a stejné frekvenci, lze MMNs zapsat ve tvaru:

$$f_{ms}(\vartheta, t) = \frac{3N \cdot I}{\pi} \cdot \sum_{n_s}^{\infty} \frac{1}{n_s \cdot p_p} \cdot K_{krok, n_s} \cdot K_{rozloha, n_s} \cdot \cos(p_p n_s \vartheta - \omega_s t) \quad (1.14)$$

V MMNs ve vzduchové mezeře u ASM nemůže vzniknout libovolný řád prostorových harmonických. Řád vzniklých vyšších prostorových harmonických závisí na počtu jeho fází a geometrii statoru. Tedy pro 3-fázový stroj s $q = 1$ je výsledná vlna MMNs složena z prostorových harmonických těchto řádů:

$$n_s = c \cdot \frac{Q}{p_p} + 1 = 2 \cdot m \cdot q \cdot c + 1 \quad \text{pro } q = 1 \quad (1.15)$$

$$n_{s, \text{sudé}} = 0; n_{s, \text{liché}} = 1, -5, 7, -11, 13, \dots = 6c + 1$$

kde $c \in \mathbf{Z}$, Q je počet statorových drážek, p_p je počet pólových dvojic a m je počet fází stroje. Znaménka u prostorových harmonických symbolizují, zda-li se jedná o sousledně pohybující se otáčivou vlnu vůči 1. harmonické MMNs, nebo vlnu protiběžnou (zpětnou).

1.2.5 Magnetomotorické napětí vybuzené rotorem (MMNr)

Z obdobných úvah, které platily pro MMNs, a z principu, že rotor asynchronního motoru musí mít nutně stejný počet pólů jako stator, můžeme odvodit vztah pro MMNr ve vzduchové mezeře.

$$f_{mr}(\vartheta', t) = \frac{N_r \cdot I_r}{2\pi} \sum_{n_r}^{\infty} \frac{1}{n_r} \cdot \cos(n_r \vartheta' - \omega_r t - \varphi_{rs}) \quad (1.16)$$

kde n_r je řád prostorové harmonické, ϑ' je prostorový úhel v rotorových souřadnicích, ω_r je skluzová úhlová rychlost, kterou se otáčejí rotorové proudy a φ_{rs} reprezentuje fázový úhel mezi magnetickými osami rotoru a statoru v elektrických stupních.

Jelikož proudy v rotoru se otáčejí skluzovou úhlovou rychlostí, lze rov. (1.16) vyjádřit pomocí napájecí úhlové rychlosti a skluzu s ve tvaru:

$$f_{mr}(\vartheta', t) = \frac{N_r \cdot I_r}{2\pi} \sum_{n_r}^{\infty} \frac{1}{n_r} \cdot \cos(n_r \vartheta' - s\omega_s t - \varphi_{rs}) \quad (1.17)$$

Abychom mohli s MMNs a MMNr dále pracovat, převedeme si vztah pro MMNr do souřadného systému spřaženého se státorem, kdy vztah pro mechanickou úhlovou rychlost pro p-pólový stroj a pro přepočet mezi souřadnými systémy je:

$$\omega_r = \omega_s \cdot \frac{(1 - s)}{p_p} \quad (1.18)$$

$$\vartheta = \vartheta' + \vartheta_{mech} = \vartheta' + \omega_{mech}t \quad (1.19)$$

kde ϑ_{mech} je aktuální natočení rotoru vůči statoru za jeho chodu a ω_{mech} je mechanická úhlová rychlost, kterou se rotor otáčí.

Magnetomotorické napětí od rotoru ve statorových souřadnicích:

$$f_{mr}(\vartheta, t) = \frac{N_r \cdot I_r}{2\pi} \sum_{n_r} \frac{1}{n_r \cdot p_p} \cdot \cos(p_p n_r \vartheta - \omega_s t - \varphi_{rs}) \quad (1.20)$$

Tento vztah je zjednodušený, a to tak, že považujeme řád prostorových harmonických $n_s = n_r$. Ve skutečnosti tomu tak nemusí být, ale vzhledem k předmětu zájmu této práce toto zjednodušení nehraje významnou roli.

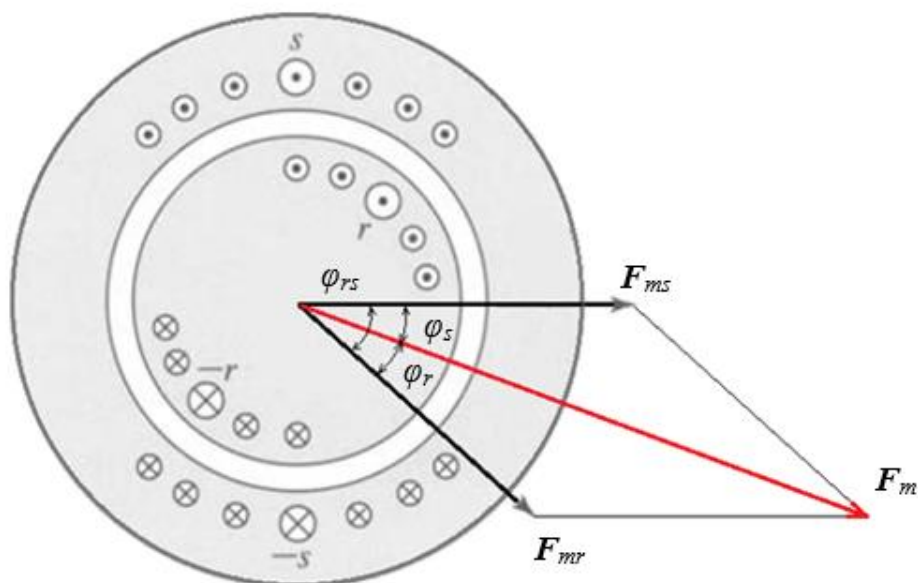
1.2.6 MMN ve vzduchové mezeře ASM

Magnetomotorické napětí ve vzduchové mezeře stroje je složeno z příspěvků vybuzených od rotorových a statorových proudů protékajícími všemi fázemi stroje. Jak bylo odvozeno v předchozí části, v obecném případě, i když je stroj napájen čistě sinusovým napětím, není MMN ve vzduchové mezeře jen sinusové, ale obsahuje značné množství prostorových harmonických. V dalším výkladu však budeme brát v úvahu jen příspěvek od dominantní 1. harmonické.

Celkové MMN ve vzduchové mezeře lze napsat ve tvaru:

$$f_m(\vartheta, t) = f_{ms}(\vartheta, t) + f_{mr}(\vartheta, t) \quad (1.21)$$

kde první část rov. (1.21) představuje složku MMN vybuzenou statorem a druhá část složku MMN vybuzenou rotorem. Obě složky jsou závislé na prostorovém úhlu a čase.



Obrázek 1-4 Prostorové zobrazení složek MMN ve vzduchové mezeře stroje

MMN 1. harmonické vybuzeň statorem (MMNs,1h) lze vyjádřit vztahem:

$$f_{ms}(\vartheta, t) = F_{ms} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t) \quad (1.22)$$

a MMN 1. harmonické vybuzeň rotorem (MMNr,1h) lze vyjádřit vztahem:

$$f_{mr}(\vartheta, t) = F_{mr} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \varphi_{rs}) \quad (1.23)$$

kde F_{ms} respektive F_{mr} jsou amplitudy MMN respektující předchozí odvození.

Z rov. (1.22) a rov. (1.23) vyplývá, že prostorové rozložení MMNs a MMNr ve vzduchové mezeře je kosinový a obě vlny se otáčejí stejnou konstantní úhlovou rychlostí závislou na napájecí frekvenci – f_s . Z toho plyne, že při konstantním zatížení ASM je fázové pootočení magnetických os rotoru vůči statoru konstantní – $\varphi_{rs} = konst.$ Výslednici točivého magnetického pole a tedy velikost celkového MMN v každém okamžiku ve vzduchové mezeře dostaneme použitím kosinové věty, jak je znázorněno na Obr. 1-4.

$$F_m = \sqrt{F_{ms}^2 + F_{mr}^2 + 2 \cdot F_{ms} \cdot F_{mr} \cdot \cos(\varphi_{rs})} \quad (1.24)$$

1.3 Vnitřní elektromagnetický moment ASM

Průchodem elektrického proudu vinutím statoru ASM a vzniku točivého MMN se ve vzduchové mezeře stroje akumuluje magnetická energie, která má následně za výsledek vytvoření vnitřního elektromagnetického momentu. Velikost akumulované magnetické energie dostaneme ze vztahu:

$$W_m = \int_V w_m dV \quad (1.25)$$

kde w_m je měrná akumulovaná energie vztažena na 1 m^3 , kterou může soustava akumulovat. w_m je důležitým kritériem pro konstruktéra elektromechanických zařízení, jako jsou např. ASM, pomocí níž je nutno určit hlavní rozměry zařízení.

Měrná akumulovaná energie je závislá na magnetické indukci, intenzitě magnetického pole a materiálových vlastnostech použitých materiálů.[3]

$$w_m = \int_0^B \vec{H} d\vec{B} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \int_0^B \vec{B} d\vec{B} = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot B^2 \quad (1.26)$$

V soustavě, kde je akumulovaná magnetická energie, dochází ke vzniku vnitřní síly působící proti vnějším mechanickým silám. U rotujících strojů, jako jsou motory, je těmito silám úměrný vzniklý vnitřní elektromagnetický moment. Tento moment získáme derivací akumulované energie ve vzduchové mezeře podle fázového pootočení magnetických os stroje za předpokladu konstantních příspěvků MMNs a MMNr – $F_{ms}, F_{mr} = konst.$

$$M_i = - \left. \frac{\partial W_m(F_{ms}, F_{mr}, \varphi_{rs})}{\partial \varphi_{rs}} \right|_{F_{ms}, F_{mr} = konst.} \quad (1.27)$$

S využitím rov. (1.3) a dosazením do rov. (1.25) lze získat pomocí vyvolaného MMN vztah pro akumulovanou energii 2-pólového ASM ve vzduchové mezeře stroje:

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot \int_V \mu_0 \left(\frac{F_m}{\delta} \right)^2 dV \quad (1.28)$$

V rov. (1.28) figuruje amplituda MMN – F_m . Z předchozího výkladu je ale známo, že MMN ve vzduchové mezeře je sinusové, respektive kosinusové. Proto, aby bylo možné získat relevantní výsledky s využitím tohoto vztahu, je nutné celou rovnici upravit a vynásobit $\frac{1}{2}$ respektující právě rozložení MMN ve vzduchové mezeře. (Tato úprava vychází ze vztahu pro výpočet střední hodnoty funkce $\sin^2 x = \frac{1}{2}$). Rov. (1.28) přejde do tvaru:

$$W_m = \int_V \frac{1}{4} \cdot \mu_0 \left(\frac{F_m}{\delta} \right)^2 dV = \frac{1}{2 \cdot \delta} \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot F_m^2 \quad (1.29)$$

kde l_{fe} je axiální délka magnetického obvodu a $r_{stř}$ je střední poloměr vzduchové mezery. Pro výsledný vnitřní elektromagnetický moment dvoupólového ASM získaný od první harmonické MMN lze psát:

$$\begin{aligned} M_i &= - \frac{\partial}{\partial \varphi_{rs}} \left(\frac{1}{2 \cdot \delta} \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot [F_{ms}^2 + F_{mr}^2 + 2 \cdot F_{ms} F_{mr} \cdot \cos(\varphi_{rs})] \right) = \\ &= - \frac{1}{\delta} \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot F_{ms} \cdot F_{mr} \cdot \sin(\varphi_{rs}) \end{aligned} \quad (1.30)$$

Velikost MMN je v praxi nic neříkající hodnota, proto se často uvádí vztah pro elektromagnetický moment stroje vyjádřený pomocí magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Postup odvození je obdobný a vychází ze vztahů (1.3), (1.24), (1.26):

$$W_m = \int_V \frac{1}{4 \cdot \mu_0} \cdot B^2 dV = \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \cdot \pi \cdot \delta \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot B^2 \quad (1.31)$$

Výsledný vnitřní elektromagnetický moment pro dvoupólový ASM:

$$\begin{aligned} M_i &= - \frac{\partial}{\partial \varphi_{rs}} \left(\frac{1}{2 \cdot \mu_0} \cdot \pi \cdot \delta \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot [B_s^2 + B_r^2 + 2 \cdot B_s \cdot B_r \cdot \cos(\varphi_{rs})] \right) = \\ &= - \frac{1}{\mu_0} \cdot \delta \cdot \pi \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot B_s \cdot B_r \cdot \sin(\varphi_{rs}) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Z rov. (1.32) je patrné, že motor v ustáleném stavu produkuje konstantní vnitřní elektromagnetický moment, který je závislý na magnetické indukci ve vzduchové mezeře a sinu fázového posunutí magnetických os mezi statorem a rotorem.

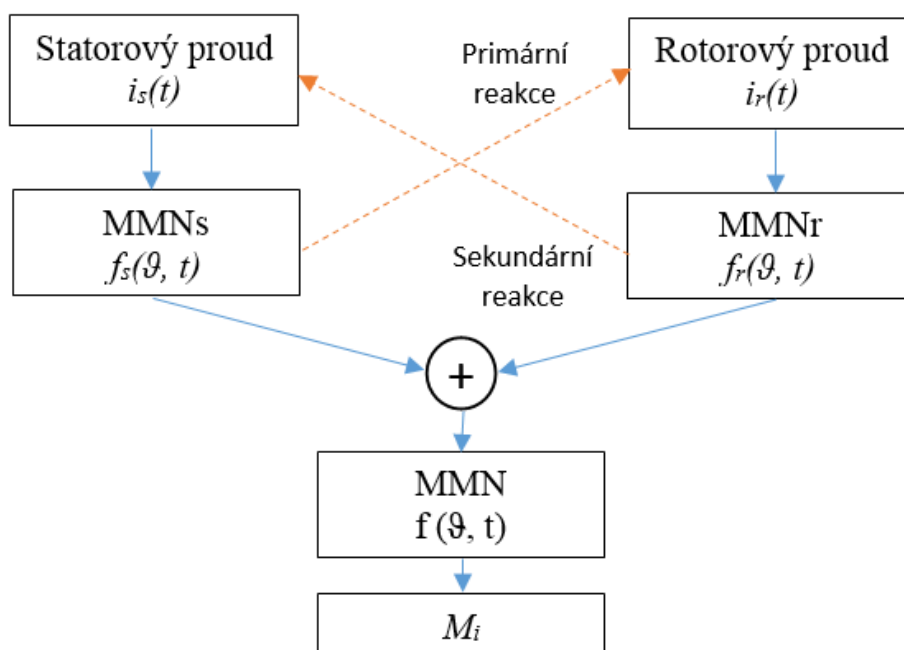
Obecně pro více pólový stroj je pro celkový vnitřní elektromagnetický moment stroje vztah (1.30) a (1.32) vynásoben ještě počtem pól-párů – p_p .

Shrnutí

Po připojení ASM k 3-fázové souměrné síti o určitém napětí začne statorovými cívkami protékat proud o stejném kmitočtu, jako je napájecí frekvence. Ve vzduchové mezeře stroje se objeví magnetomotorické napětí vybuzeané statorem, které má za následek indukci napětí v rotoru. Otáčejícím se rotorem začne protékat proud o frekvenci rovné rozdílu napájecí frekvence a frekvence otáčení rotoru. Průchod elektrického proudu v rotoru vybudí sekundární magnetické pole v mezeře stroje, které ovlivní primární napájecí proud.

Pokud uvažujeme magnetický obvod ASM pouze jako „koncentrátor“ magnetických siločar ($\mu_r = \infty$), nachází se ve vzduchové mezeře veškerá akumulovaná energie, která má za výsledek v ustáleném stavu stroje vznik konstantního vnitřního elektromagnetického momentu – M_i .

Následující diagram nám shrnuje elektromagnetické děje uvnitř asynchronního motoru, který byl připojený na síť.[5]



Obrázek 1-5 Diagram

2 OSCILAČNÍ ZÁTĚŽNÝ MOMENT

2.1 Zátěžný moment

Většina již zmíněných elektromechanických soustav pracuje v ustáleném stavu s konstantním zátěžným momentem, který je nucen ASM v každém okamžiku vyrovnávat.

$$M_z = M_0 = konst. \quad (2.1)$$

Jakmile se v momentu motoru objeví nějaké oscilace, může to ukazovat na mechanickou závadu spojení motoru se zátěží nebo přímo mechanickou závadu zátěže nebo motoru.

Prvním předpokladem možnosti diagnostiky zátěže z proudových spekter poháněcího motoru je, že jakákoli přítomná porucha zátěže se projeví v podobě oscilací na zátěžném momentu – M_z . Vezměme si uvedený příklad elektromechanické soustavy ASM + hydrodynamické čerpadlo, kde se na zátěži objevila porucha projevující se periodickou harmonickou oscilací zátěžného momentu na frekvenci – f_p , pak zátěžný moment čerpadla můžeme zapsat jako součet ustálené složky zátěžného momentu – M_0 a pulzující složky ve tvaru:

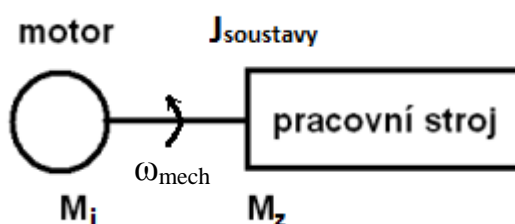
$$M_z = M_0 + M_p \cdot \cos(\omega_p t) \quad (2.2)$$

kde M_0 je přivedené konstantní zatížení, M_p je amplituda vzniklých oscilací a $\omega_p = 2\pi f_p$. Vzhledem k povaze pulzů, které jsou popisovány, může být M_p udávána i v procentech jmenovitého zatížení ASM – M_n .

Takto pulzující zátěžný moment je přenášen přes spojku na hřídel rotoru samotného motoru. Tento jev nám popisuje pohybová rovnice dané soustavy. Při zanedbání mechanických vlastností, jako je konečná tuhost hřídele, pružnost mechanické spojky aj., pak pro elektromechanickou soustavu, jenž rotuje úhlovou mechanickou rychlostí pro p-pólový stroj, můžeme psát:

$$J_{soustavy} \cdot \frac{d\omega_{mech}}{dt} = M_i - M_z \quad (2.3)$$

kde $J_{soustavy}$ je celkový moment setrvačnosti všech rotujících částí (rotor motoru, rotor zátěže, hřídel, spojka), M_i je vnitřní moment motoru a M_z je moment zátěže. Člen $\frac{d\omega_{mech}}{dt}$ nám představuje změnu mechanické úhlové rychlosti rotoru v čase.



Obrázek 2-1 Schéma pohonu ASM + zátěž

2.2 Mechanická úhlová rychlost ASM

Pokud předpokládáme ustálený pracovní stav motoru bez zatížení pulzujícím momentem, potom $M_i = M_0$, ale vzhledem k nulové střední hodnotě přivedeného oscilačního momentu je možno po dosazení rov. (2.2) do rov. (2.3), vyjádření členu $\frac{d\omega_{mech}}{dt}$ a následné integraci dostat vztah pro aktuální mechanickou úhlovou rychlost rotoru ASM:

$$\omega_{mech} = \frac{1}{J_{Soustavy}} \cdot \int_0^t \{M_i - [M_0 + M_p \cdot \cos(\omega_p \tau)]\} d\tau$$

$$\omega_{mech} = -\frac{M_p}{J_{Soustavy} \cdot \omega_p} \cdot \sin(\omega_p t) + \omega_{mech0} \quad (2.4)$$

ω_{mech0} je počáteční integrační konstanta, v praxi mechanická úhlová rychlost rotoru, kterou se otáčel před přivedení oscilací.[5]

Ze znalosti aktuální mechanické úhlové rychlosti rotoru je pak už jednoduché dopočítat aktuální úhel natočení rotoru, který ji odpovídá.

$$\vartheta_{mech}(t) = \int_0^t \omega_{mech}(\tau) d\tau = \frac{M_p}{J_{Soustavy} \cdot \omega_p^2} \cdot \cos(\omega_p t) + \omega_{mech0} t \quad (2.5)$$

kde první část rov. (2.5) představuje kývání rotoru způsobené oscilací zátěžného momentu a $\omega_{mech0} t$ je aktuální poloha rotoru bez oscilací.

Je vidět, že jak zátěžný moment složený z oscilační složky, která je superponována na určité ustálené hodnotě, tak i aktuální průběh polohy rotoru vykazuje stejný charakter.

2.3 Modulace MMNr od oscilačního zátěžného momentu

Proměnný zátěžný moment projevující se v soustavě motor + zátěž má tedy za následek kývání rotoru poháněcího stroje za jeho chodu, a jak bylo odvozeno v části o principu činnosti ASM, MMNr je na aktuální poloze rotoru závislé.

MMNr bude modulováno oscilační složkou a s využitím vztahu (1.19) bude mít tvar ve statorových souřadnicích:

$$f_{mr}(\vartheta, t) = F_{mr} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) \quad (2.6)$$

kde β je fázový modulační činitel.

$$\beta = p_p \cdot \frac{M_p}{J_{Soustavy} \cdot \omega_p^2} \quad (2.7)$$

Takto modulovaná složka MMNr se promítne do celkového MMN. Magnetomotorické napětí ve vzduchové mezeře po přivedení oscilací na zátěžný moment bude vypadat:

$$f_m(\vartheta, t) = F_{ms} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t) + F_{mr} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) \quad (2.8)$$

2.4 Magnetická indukce ve vzduchové mezeře stroje

Veškerý výklad o MMN v teoretické části je vztažen na 2-pólový ASM, kdy pro p-pólový stroj jsou výsledné vztahy příslušně upraveny pomocí počtu pól-párů. Pro odvození magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje je opět uvažován 2-pólový ASM a z Ampérova zákona celkového proudu lze dostat výraz:

$$B = \frac{F_m}{\delta} \cdot \mu_0 \quad (2.9)$$

Po dosazení vyjádřeného modulovaného MMN je vztah pro magnetickou indukci v mezeře stroje vztah přepsán na:

$$\begin{aligned} b(\vartheta, t) &= [F_{ms} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t) + F_{mr} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs})] \cdot \frac{\mu_0}{\delta} \\ b(\vartheta, t) &= \frac{\mu_0 \cdot F_{ms}}{\delta} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t) + \frac{\mu_0 \cdot F_{ms}}{\delta} \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) \\ b(\vartheta, t) &= B_s \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t) + B_r \cdot \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

kde B_s a B_r jsou amplitudy magnetické indukce a rovnají se:

$$B_s = \frac{\mu_0 \cdot F_{ms}}{\delta} \quad a \quad B_r = \frac{\mu_0 \cdot F_{mr}}{\delta} \quad (2.11); (2.12)$$

2.5 Magnetický tok

Veličina sloužící pro popis kvantitativních účinků magnetického pole s jeho rozložením v prostoru. Magnetický tok prostupující určitou oblastí dostaneme integrací magnetické indukce, nacházející se v této oblasti dle plochy, kterou magnetický tok prostupuje.

$$\phi_m(t) = \int B(t, \vartheta) dS \quad (2.13)$$

U motoru určujeme magnetický tok, který prostupuje vzduchovou mezerou. Z rotační geometrie analyzovaného objektu je možno integrální tvar rov. (2.13) integrovaný dle plochy, převést na praktičtější tvar integrovaný dle úhlu v integrační oblasti vymezenou pólovou roztečí:

$$\phi_m(t) = \int_{\vartheta_0}^{\vartheta_1} B(t, \vartheta) \cdot r_{dtř} \cdot l_{Fe} d\vartheta \quad (2.14)$$

Integrační meze ϑ_0 a ϑ_1 ohraničují prostorový úhel, v kterém budeme integrovat. V našem případě se jedná o pólovou rozteč stroje, kdy $\vartheta_p = \vartheta_1 - \vartheta_0$ (vychází z Obr. 1-1 v úvodu celé práce). Po dosazení magnetické indukce závislé na prostorovém úhlu a čase dostaneme, že vztah pro okamžitou hodnotu magnetického toku prostupující vzduchovou mezerou je:

$$\phi_m(t) = r_{stř} \cdot l_{Fe} \int_{\vartheta_0}^{\vartheta_1} [B_s \cos(p_p \vartheta - \omega_s t) + B_r \cos(p_p \vartheta - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs})] d\vartheta \quad (2.15)$$

Po integraci:

$$\begin{aligned} \phi_m(t) = & \frac{B_s}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \sin(p_p \vartheta_1 - \omega_s t) - \frac{B_s}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \sin(p_p \vartheta_0 - \omega_s t) + \\ & \frac{B_r}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cos(p_p \vartheta_1 - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) - \\ & - \frac{B_r}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cos(p_p \vartheta_0 - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) \end{aligned} \quad (2.16)$$

To lze dále upravit pomocí goniometrického vzorce $\sin \alpha - \sin \beta = \cos \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right)$ na:

$$\begin{aligned} \phi_m(t) = & \frac{B_s}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot \sin \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 - \vartheta_0]}{2} \right) \cos \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 + \vartheta_0]}{2} - \omega_s t \right) + \\ & + \frac{B_r}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot \sin \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 - \vartheta_0]}{2} \right) \cos \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 + \vartheta_0]}{2} - \omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs} \right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Vztah (2.17) obsahuje výraz $\sin \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 - \vartheta_0]}{2} \right)$. Při respektování integračních mezí je tento výraz roven činiteli kroku cívky odvozeného v teoretické kapitole (viz rov. (1.9)). Tento výraz je tedy konstantní a můžeme ho zahrnout do amplitudy magnetického toku. Dále se zde nachází člen $\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 + \vartheta_0]}{2}$, který musí být z předcházejících úvah nutně vždy nulový. Po zjednodušení dostaneme vztah pro magnetický tok prostupující vzduchovou mezerou ASM jako:

$$\phi_m(t) = \phi_s \cdot \cos(-\omega_s t) + \phi_r \cdot \cos(-\omega_s t - \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{rs}) \quad (2.18)$$

kde ϕ_s a ϕ_r jsou amplitudy magnetického toku a rovnají se:

$$\phi_s = \frac{B_s}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot \sin \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 - \vartheta_0]}{2} \right); \quad \phi_r = \frac{B_r}{p_p} \cdot r_{stř} \cdot l_{Fe} \cdot \sin \left(\frac{p_p \cdot [\vartheta_1 - \vartheta_0]}{2} \right) \quad (2.19); (2.20)$$

Ve finále vztah (2.19) obsahuje goniometrickou funkci kosinus, jež je funkcí sudou, symetrickou podél počátku ($\cos \alpha = \cos(-\alpha)$), proto se nedopustíme chyby, když její argument vynásobíme (-1) a naposledy přepíšeme vztah pro magnetický tok prostupující vzduchovou mezerou ASM. Jedná se jen o formální úpravu, která nikterak neovlivňuje správnost předchozího odvození.

$$\phi_m(t) = \phi_s \cdot \cos(\omega_s t) + \phi_r \cdot \cos(\omega_s t + \beta \cdot \cos(\omega_p t) + \varphi_{rs}) \quad (2.21)$$

2.6 Indukované napětí v cívkách statoru

Indukované napětí vztaženo na jeden závit statorové cívky souvisí s časovou změnou magnetického toku, který prochází obvodem. Jeho hodnotu získáme z Faradayova zákona jako derivaci toku podle času:

$$u_i(t) = \frac{d}{dt} \phi(t) \quad (2.22)$$

Pro indukované napětí v jakékoli fázi ASM pak platí:

$$\begin{aligned} u_i(t) &= \frac{d}{dt} [\phi_s \cdot \cos(\omega_s t - \varphi_{f\acute{a}ze,s}) + \phi_r \cdot \cos(\omega_s t + \beta \cdot \cos(\omega_p t) - \varphi_{f\acute{a}ze,r})] \\ u_i(t) &= -\phi_s \omega_s \sin(\omega_s t - \varphi_{f\acute{a}ze,s}) - \phi_r \omega_s \sin(\omega_s t + \beta \cos(\omega_p t) - \varphi_{f\acute{a}ze,r}) + \\ &\quad + \phi_r \cdot \beta \cdot \omega_p \sin(\omega_p t) \sin(\omega_s t + \beta \cos(\omega_p t) - \varphi_{f\acute{a}ze,r}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

kde $\varphi_{f\acute{a}ze,s}$ spolu s $\varphi_{f\acute{a}ze,r}$ jsou fázová posunutí respektující pootočení mezi jednotlivými fázemi stroje. Úhel $\varphi_{f\acute{a}ze,r}$ v sobě zahrnuje i pootočení magnetických os rotoru vůči statoru.

Výraz (2.23) obsahuje složky naznačující amplitudovou modulaci (AM) a složky fázové modulace (FM) statorového fázového napětí. Tudíž po přivedení oscilačního zátěžného momentu k ASM hovoříme o spojené amplitudově fázové modulaci – Joint amplitude phase modulation (JAPM), která se musí nutně objevit i ve fázových statorových proudech.[1]

2.7 Proud protékající statorovým vinutím

Vzhledem k povaze pulzů, které jsou zkoumány, bývá $\beta \ll 1$, proto lze poslední člen v rovnici pro indukované napětí zanedbat. Výsledný proud protékající první fází lze poté vyjádřit jako součet magnetizačního proudu (celkového statorového proudu naprázdno) a FM rotorového proudu:

$$i_f(t) = I_{s0} \sin(\omega_s t) - I_r \sin(\omega_s t + \alpha \cos(\omega_p t - \varphi_\alpha) - \varphi_r) \quad (2.24)$$

kde I_{s0} je amplituda magnetizačního proudu, I_r je amplituda proudu tekoucí v rotorovém obvodu, modulační koeficient α je úměrný β a úhel φ_r vyjadřuje pootočení výsledného mag. pole proti mag. poli rotoru. S využitím goniometrického vzorce $\sin(\alpha + \beta) = \sin\alpha \cdot \cos\beta + \cos\alpha \cdot \sin\beta$ a další úpravě můžeme proud v jakékoli cívkce statoru vyjádřit ve tvaru:

$$\begin{aligned} i_f(t) &= \{I_{s0} - I_r \cos[\alpha \cos(\omega_p t - \varphi_\alpha) - \varphi_r]\} \sin(\omega_s t) - \\ &\quad - I_r \cos(\omega_s t) \sin[\alpha \cos(\omega_p t - \varphi_\alpha) - \varphi_r] \end{aligned} \quad (2.25)$$

3 PRINCIP MONITOROVÁNÍ OSCILAČNÍHO MOMENTU

Jak bylo řečeno v kapitole o oscilačním momentu, většina elektromechanických soustav pracuje v ustáleném stavu s konstantním zátěžným momentem, který je nucen ASM v každém okamžiku vyrovnávat, hydrodynamické čerpadlo není výjimkou.

Statorové proudy takto pracujícího ASM za předpokladu zjednodušujících okolností uvedených v kapitole 1 nejsou nikterak modulovány a obsahují jen jeden kmitočet a to frekvenci sítě. Pokud se však objeví porucha na zátěži, jakou můžou být v případě již zmíněné soustavy ASM + hydraulický systém, jehož součástí je hydrodynamické čerpadlo, tlakové pulzace spojené s pulzacemi průtokovými nebo závady přímo na hydrodynamickém čerpadle (vadné ložisko, nalomená lopatka čerpadla, excentricita rotoru zátěže), víme, že statorový proud začne být modulován, jeho tvar deformován a objeví se v něm frekvence rozdílné kmitočtu sítě. Tyto frekvence mohou být detekovány po převedení zaznamenávaných časových signálů statorových proudů ASM do frekvenční oblasti. K tomu slouží tzv. Fourierova transformace.

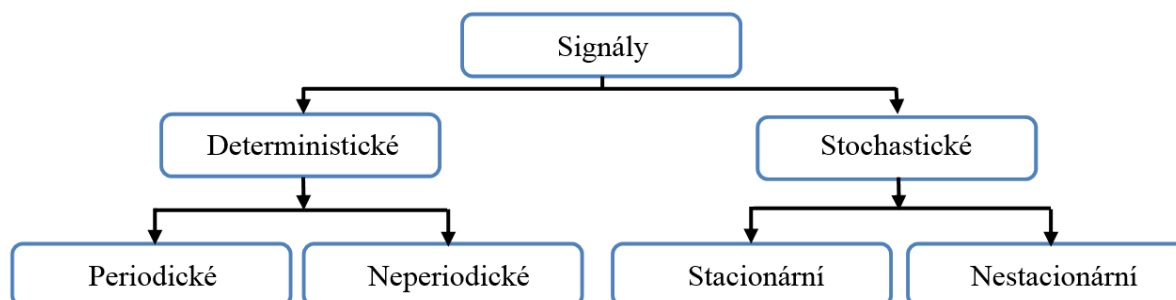
3.1 Zpracování signálů

Signálem se rozumí jakákoliv fyzikální kvantita měnící se např. v čase či prostoru. Musí se rozlišovat, zda-li se jedná o signál spojitý, nebo diskrétní. (analogický x digitální).[6] Většina měřených reálných signálů je spojitá a pro diagnostickou potřebu v moderní době dochází k jejich digitalizaci.

Pod pojmem “zpracování signálu” si lze tedy představit extrakci důležitých informací využitím pokročilých matematických metod a algoritmů, které mohou být na první pohled v časovém záznamu signálu skryty.

- Spojitý signál – lze najít jeho hodnotu v libovolném stanoveném čase.
- Diskrétní signál – vzniká vzorkováním spojitého signálu (jsou zaznamenávány pouze hodnoty v jednotlivých okamžicích závislé na vzorkovací frekvenci – f_{vzor}).

Pro nezkrácený diskrétní záznam kontinuálních dat je nutné dodržet základní pravidlo a to, že vzorkovací frekvence musí dodržet Nyquistův teorém ($f_{vzor} \geq 2 \cdot f_{nevyšší}$). Vyhneme se tak nežádoucímu jevu, kdy dochází ke zkreslení a úpravě měřeného záznamu – dochází k tzv. aliasingu. Na závěr je vhodné ještě uvést naprosto základní rozdělení signálů:



Obrázek 3-1 Základní rozdělení signálů

- Deterministický s. – průběh lze v čase matematicky popsat určitým předpisem.
- Stochastický s. – náhodný průběh v čase.

Daleko důležitějším rozdělením, co se týče následného zpracování signálu za účelem této práce, je dělení signálů na:

- Periodické a stacionární s. – pro analýzu v čase lze využít klasickou Fourierovu transformaci (Continuous Fourier Transform – CFT, Discrete Fourier Transform – DFT, Fast Fourier Transform – FFT).
- Neperiodické a nestacionární – pro diagnostiku je nutno použít časo-frekvenční analýzy (Short Time Fourier Transform – STFT, Continuous Wavelet Transform – CWT, Discrete Wavelet Transform – DWT, aj.)

Aby bylo možné analyzovat celé časové pásmo signálů za chodu ASM + hydrodynamické čerpadlo, budou dále rozebrány principy FFT a STFT.

Jelikož hlavním zájmem této práce je online diagnostika zátěže hydrodynamického čerpadla poháněného ASM, který je dlouhodobě v chodu (motor pracuje konstantně v ustáleném stavu), bude stěžejní pozornost věnována výkladu o algoritmu DFT a FFT. Analýza statorových proudů pomocí STFT bude doplňující a poslouží k případnému odhalení poruch, které by se nemusely objevovat za ustáleného chodu kontinuálně.

3.1.1 Frekvenční analýza za pomoci DFT a FFT

FFT vychází z principů integrální Fourierovy transformace, která dokáže převést navzorkovaný diskrétní periodický/stacionární, popřípadě kvazistacionární časový signál do frekvenční oblasti jeho rozložením na nekonečně mnoho elementárních harmonických funkcí *sinus* a *kosinus*, které se liší mezi sebou svojí amplitudou, úhlovou frekvencí a fází a jsou jen násobkem základní nosné frekvence.[6]

Definiční vztah pro obecnou integrální Fourierovu transformaci:

$$F(\omega) = F'[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (3.1)$$

kde úhlová funkce $F(\omega)$ je obrazem původního časového signálu $f(t)$.

Integrální Fourierova transformace vzorkovaného periodického signálu vychází z toho, že je reálný měřený signál – $f(t)$ rozložen výběrem jeho hodnot v časových okamžicích $t = k \cdot \Delta t$ (kde $k = 0, \pm 1; \pm 2, \dots$) na posloupnost hodnot – f_k . Tato posloupnost vlastně tvoří řadu prvků, každý o ploše Diracova impulsu, proto lze řadu f_k převést opětovně do tvaru spojitého signálu – $f'(t)$, pro který je možno použít definičního vztahu pro Fourierovu transformaci.

$$f'(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f_k \cdot \delta(t - k\Delta t) = f(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - k\Delta t) \quad (3.2)$$

Navíc je známo, že původní signál je periodický, tedy za jednu jeho periodu při jeho záznamu je vytvořena posloupnost o N členech – f_i (kde $i = 0, 1, \dots, N-1$) pro které platí, že $f_i = f_{i+mN}$ (kde $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$).

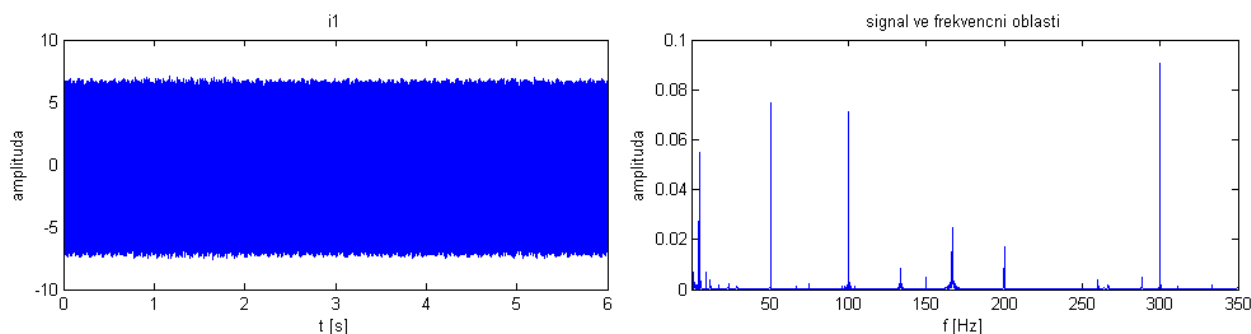
Pak pro obraz vzorkovaného periodického signálu platí (DFT):

$$F_h = \sum_{i=0}^{N-1} f_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}h \cdot i}; \quad \text{kde } h = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (3.3)$$

kde posloupnost komplexních čísel F_h je Fourierovo spektrum původního vzorkovaného signálu. Z komplexních čísel je pak jednoduché vytvořit si závislost absolutní hodnoty odpovídající amplitudě nebo jeho fázi na frekvenci.[7].

Fast Fourier Transform

Při zpracovávání vhodně navzorkovaného signálu lze výpočet frekvenčního spektra značně urychlit a tím ušetřit mnoho času. Pokud je počet vzorků roven mocnině dvou – $N = 2^m$ ($N = 128, 256, 512, 1024, 2048, \dots$), je možno využít algoritmus nazývaný „decimování v čase“ od pánů Cooleyho a Turheyho. Tento výpočet rozděluje frekvenční spektrum na sudé a liché prvky a značně redukuje vyčíslení všech prvků spektra množstvím sčítanců a součinů v použitém algoritmu. Podrobný popis metody decimování v čase je uveden v literatuře [6].



Obrázek 3-2 Převedení časového signálu do frekvenční oblasti pomocí programu Matlab

3.1.2 Časo-frekvenční analýza (spectrogram)

Časo-frekvenční analýzy vzorkovaného zkoumaného signálu se volí při práci s nestacionárním signálem, jak už název napovídá, toto zpracování signálu dává informaci o frekvenci ukryté v záznamu signálu v závislosti na čase. Proto jsou tyto analýzy užívány při diagnostice nestacionárních signálů – rozběhy motorů aj.

Asi mezi nejjednodušší časo-frekvenční analýzu patří STFT – Short Time Fourier Transform. Nejedná se o nic jiného než Fourierovu transformaci v krátkém časovém úseku. Nestacionární signál je rozložen do několika úseků, v kterých se jeví stacionární a pro takto rozdělené úseky se spočte pro každý zvlášť frekvenční spektrum.

Postup při použití STFT:

1. Naměřený navzorkovaný signál je rozdělen do několika úseků o N prvcích (tyto segmenty se zpravidla pro zlepšení přesnosti překrývají)

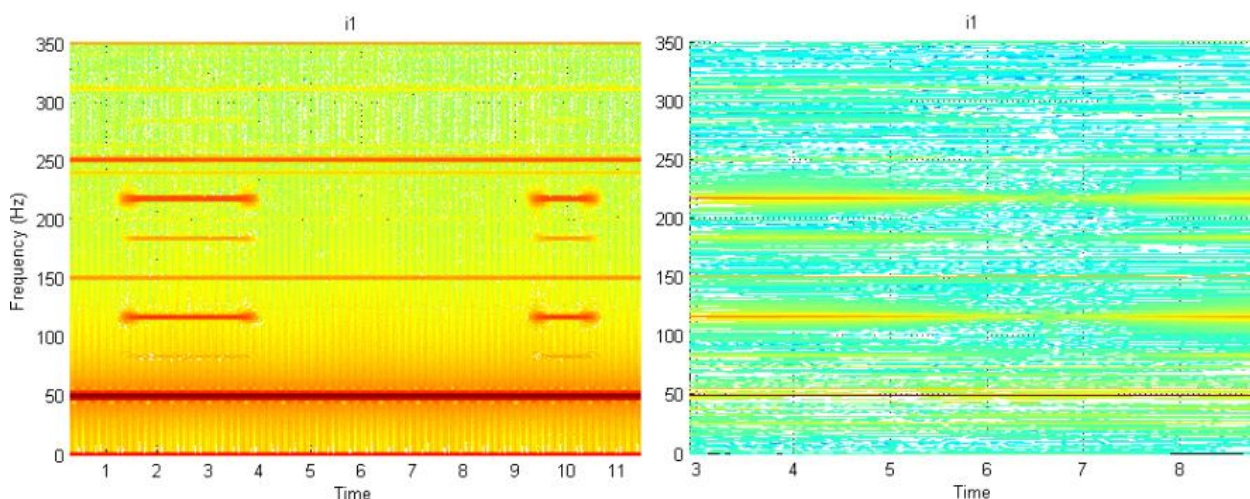
2. Výpočet frekvenčního spektra pro každý úsek zvlášť
3. Uložení spekter do matice
4. Zobrazení matice spekter a následné vyhodnocení (spectrogram)

STFT, jak bylo řečeno, je nejjednodušší metoda, kterou lze analyzovat nestacionární, neperiodické signály. To sebou nese jeden problém spojený s optimální délkou okna signálu. Pokud je zkoumaný signál rozdělen na moc jemné časové úseky, ztrácí se tím informace o frekvenci, naopak pokud je zvoleno nedostatečné dělení signálu a velikost časového okna bude velká, ztrácí se informace o čase. V praxi se musí zvolit kompromis, navíc je vhodné časová okna násobit některou váhovou funkcí, aby byl potlačen vliv prosakování.[7]

Na následujících spectrogramech se nachází 11,7 s dlouhý časový záznam satorového proudu ASM, který pohání hydrodynamické čerpadlo, jež pracuje v ustáleném stavu. V levé části je záznam úmyslně rozdělen na úseky o délce odpovídající 1/20 původního záznamu s přesahem jednotlivých oken 99 %. Jednotlivé časové úseky jsou před provedením Fourierovy transformace násobeny obdélníkovou váhovou funkcí. Je zde vidět lepší časové rozlišení. Spectrogram odhaluje frekvence, které jsou v proudu zastoupeny kontinuálně po dobu celého měření, tak i frekvence objevující se mezi 1 s a 4 s časového záznamu popřípadě 9 s – 11 s. Informace o přesné frekvenci se ale nedá snadno určit.

Naopak v pravé části je spectrogram téhož signálu, avšak zde je délka záznamu segmentována okny o velikosti poloviny původní délky záznamu, opět s přesahem vedlejších oken 99 % a váhování obdélníkovou funkcí. Spectrogram se v časové oblasti jeví jakoby rozmazaný, ztratil věrohodnou informaci o čase. Ovšem frekvence časových harmonických v něm obsaženy jsou zde daleko ostřeji vymezeny, a proto je lze přesně identifikovat.

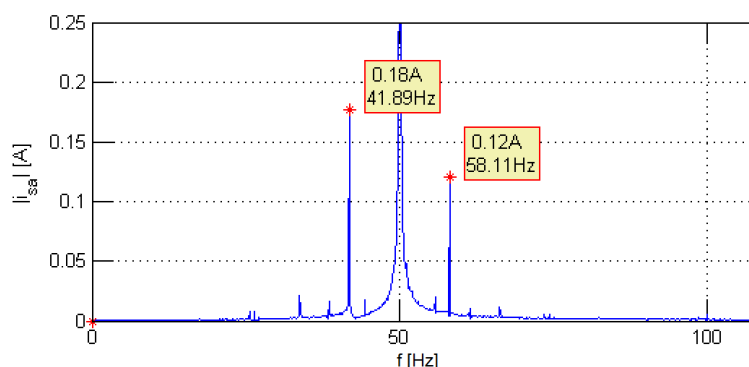
Z komplexní analýzy obou spectrogramů je možné určit frekvence všech časových harmonických obsažených v signálu proudu, tak i časové úseky, kdy jsou časové harmonické obsaženy.



Obrázek 3-3 Příklad spectrogramu satorového proudu ASM pro různá rozlišení okna

3.2 Úprava měřených proudů

Z kapitoly o oscilačním momentu víme, že poruchy projevující se oscilací momentu na určité frekvenci – f_p , se nachází ve statorových proudech na frekvencích $f_{l.HARM} \pm f_p$. To je značnou nevýhodou u diagnostiky ASM se zátěží, protože frekvence takto odečítané jsou nasuperponovány na základní harmonické a jejich určení je nepřímé. Tedy frekvence oscilací momentu na 5 Hz se ve statorových proudech objeví na frekvencích 45 a 55 Hz. Navíc amplituda na levém postranním frekvenčním pásmu ve frekvenčním obraze časového záznamu signálu má jinou hodnotu než pravá. Toto souvisí se spojenou amplitudově fázovou modulací, kdy při zvětšování momentu setrvačnosti se zpožďuje FM proudu za AM, a tak se levá postranní složka ve frekvenčním pásmu zvětšuje a pravá zmenšuje, proto takto získané velikosti magnitud na postranních frekvenčních pásmech nic neříkají o „velikosti“ poruchy a tím její závažnosti.[1]



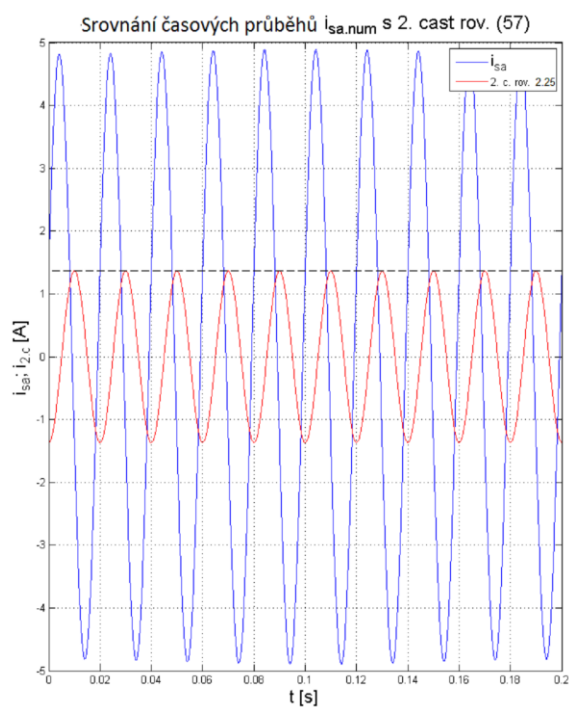
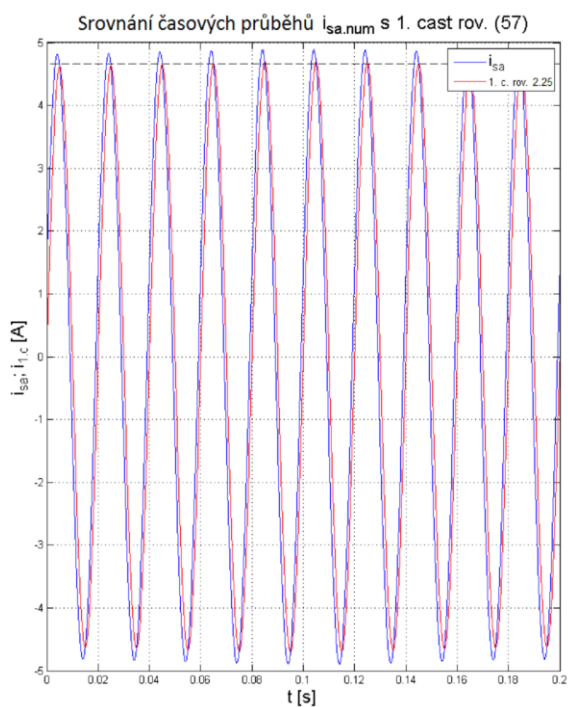
Obrázek 3-4 Detail frekvenčního spektra proudu 1 fáze ASM při pulzujícím zátěžném momentu

3.3 Demodulace statorového proudu

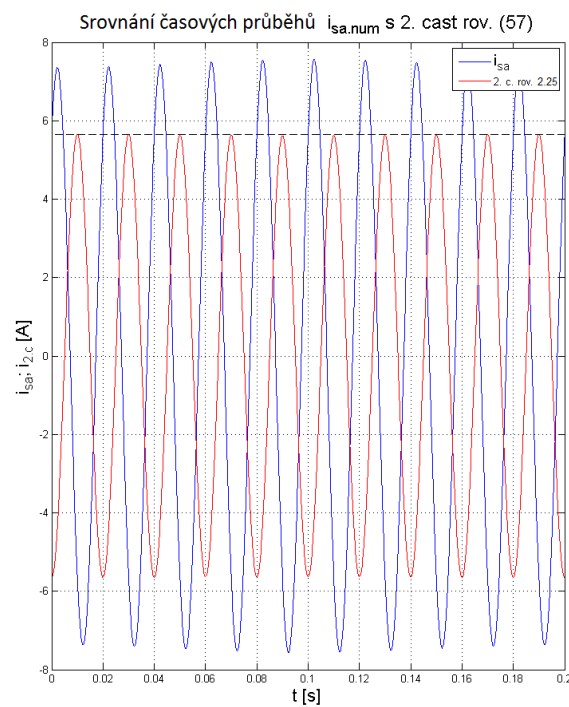
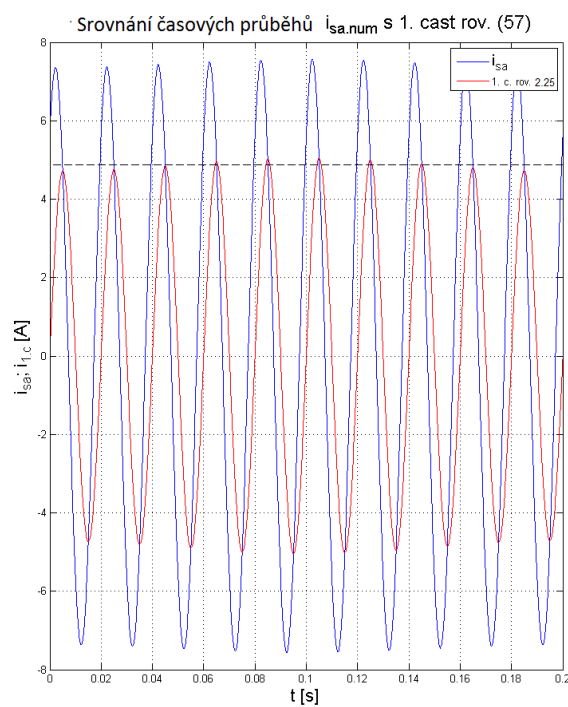
Aby bylo možno přímo určit frekvenci poruchy a přesně i její závažnost, je třeba proudy nejdříve převést – demodulovat. Po sérii simulací, kdy byl analyzován konkrétní ASM s parametry a štičkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \text{ } \Omega$, $R_r' = 1.735 \text{ } \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$, kdy byl motor zatěžován v rozsahu (0 – 100) % zatížení a současně zkoumány jeho statorové a rotorové proudy s fázovým posunutím, se došlo k závěru, že ani jednu část rov. (2.25) nelze zanedbat.

Zjištěné hodnoty proudů a fázového posuvu byly dosazeny do vztahu (2.25). Jelikož v tuto chvíli nejde tolik o oscilační složku proudu, byl modulační činitel – α zvolen náhodně s možnou pravděpodobnou hodnotou ($\alpha = 0,01$) a fázový posuv oscilací vůči 1. fázi statorového proudu je pro jednoduchost nulový.

Grafické řešení modulovaného statorového proudu v ustáleném stavu při 20% zatížení ASM je znázorněno na Obr. 3-4. V levém grafu je porovnávána 1. složka rov. (2.25) s celkovým fázovým statorovým proudem a naopak v pravé části 2. složka rov. (2.25). Jak lze vidět při porovnání první části s celkovým fázovým stat. proudem, nedochází k výraznému rozdílu. Avšak z Obr. 3-5 je patrné, že při zvyšujícím zatížení rozdíl roste a druhou část rovnice již nelze opomenout.



Obrázek 3-5 Grafické řešení rovnice pro stat. fázový proud ASM při zatížení – $M_z = 0,2M_n$



Obrázek 3-6 Grafické řešení rovnice pro stat. fázový proud ASM při zatížení – $M_z = 0,8M_n$

Obě části rovnice pro fázový statorový proud modulovaný od kmitajícího průběhu zátěžného momentu byly separovaně podrobeny spektrální analýze při různém zatížení a různé míře přivedených oscilací (frekvence přivedených oscilací – $f_p = 5$ Hz). Ze studie frekvenčních obrazů je patrné, že v 1. části je dominantní AM, jelikož ve frekvenčním obraze jsou přítomny frekvenční pásma odpovídající právě kmitočtu přivedeného pulzujícího zátěžného momentu – $f_{1.HARM} \pm f_p$. Naopak v 2. části pro změnu FM, projevující se frekvenčními postranními pásmy na frekvencích $f_{1.HARM} \pm k \cdot f_p$, kde $k = 1, 2, 3, \dots$. Více se lze o problematice frekvenčních obrazů AM a FM modulovaných signálů dočíst v literatuře [6].

Všechny tyto analýzy jsou uvedeny v příloze 1. Experimentální výsledky dokazují skutečně přítomnost jak AM, tak i FM modulace a nemožnost zanedbání ani jedné z nich. Skutečnost je však ještě o něco složitější. V literatuře [1] bylo dokázáno, že fázová modulace statorového proudu ASM se vlivem setrvačných hmot rotoru zpožďuje za amplitudovou modulací, to však ve vztazích (2.24) a jeho upravené formě (2.25) není respektováno. V obou těchto rovnicích se navíc nachází modulační činitel – α , který je původnímu fázovému modulačnímu činiteli – β jen úměrný. Tuto úměru nelze exaktně přesně identifikovat, jelikož je závislá na mnoha parametrech, jako je setrvačný moment rotujících hmot, míra přivedených momentových oscilací, jejich frekvence a veškeré náhradní parametry obvodového modelu ASM. Jediné co bezesporu rovnice (2.25) vystihuje, je přímá závislost AM na středním konstantním zatížení motoru. V 1. části rov (2.25) se nachází modulační činitel v součinném tvaru s rotorovým proudem, jehož amplituda vlivem zatížení roste, takže se dá předpokládat větší amplitudové promodulování stejné míry oscilací zátěžného momentu při větším zatížení stroje a naopak. O FM se toto tvrdit nedá.

3.4 Postup analýzy modulovaného statorového proudu ASM

Vztahy (2.24) a (2.25) ukazují na modulaci statorového proudu ASM po přivedení oscilačního zátěžného momentu, jelikož ale obsahují modulační činitel, jehož úměra ke známým podmínkám není specifikovatelná, je třeba změnit náhled na měřené proudy, podívat se na ně jako na obecný signál a nadále s ním tak pracovat.

Podle teoretických poznatků je známo, že po přivedení oscilačního zátěžného momentu k ASM, budou statorové proudy motoru modulovány jak fázově, tak i amplitudově, navíc vlivem setrvačných hmot budou obě modulace vzájemně posunuty, proto je nejjednodušší způsob, jak dále analyzovat modulované statorové proudy, nahrazení rovnice (2.25) vztahem pro obecný signál, který bude amplitudově a fázově modulovaným:

$$i_f(t) = (I_0 + \alpha_{AM} \cdot \sin \Omega t) \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\beta_{FM}}{I_0} \cdot \sin \Omega t + \varphi_{AF} \right) \quad (3.4)$$

Amplituda signálu – I_0 odpovídá statorovému proudu ASM úměrnému zatížení. Dále signál obsahuje 3 neznámé – amplitudový modulační činitel – α_{AM} , fázový modulační činitel – β_{FM} a úhel φ_{AF} , který definuje fázové zpoždění mezi AM a FM, $\omega = \omega_s$ a $\Omega = \omega_p$.

Po určení těchto tří neznámých, a ze znalostí charakteristik ASM, je možno určit jak přesně a v jaké intenzitě se projeví AM a FM statorového proudu při pulzujícím zátěžném momentu stroje.

3.5 Amplitudová demodulace statorových proudů

Aby bylo možno získat oba modulační činitele, je nutno fázové statorové proudy demodulovat. Pro amplitudovou demodulaci se v nauce o signálech používá nejčastěji tzv. analýza obálky signálu, kdy se demodulačními procesy ztratí informace o nosném signálu, jeho frekvenci a amplitudě a postupně se vyseparuje čistě modulační signál. Pokud tedy signál amplitudově demodulujeme, úplně se vytratí jeho fázové promodulování, proto je pro zjednodušení v tomto bodě předpokládána čistě prostá AM statorových proudů ASM. FM zde nemá žádný vliv.

Při respektování veškerých zjednodušení, a za předpokladu nulového fázového posunu přivedených oscilací vůči statorovému proudu v 1. fázi, je možno modulovaný proud 1. fáze psát:

$$i_1 = (I_0 + I_m \cdot \sin \Omega t) \cdot \sin \omega t \quad (3.5)$$

kde I_0 je vektorový součet I_s a I_r , nebo-li amplituda statorového fázového proudu respektující předchozí vztah, I_m je amplituda proudu rovna modulačnímu činiteli α_{AM} .

Po roznásobení lze vztah (3.5) přepsat do tvaru:

$$i_1 = I_0 \cdot \sin \omega t + \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot \cos(\omega - \Omega)t - \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot \cos(\omega + \Omega)t \quad (3.6)$$

A podobně i pro 2. a 3. fázi, které se liší jen fázovým posunutím $\pm \frac{2\pi}{3}$:

$$i_2 = I_0 \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} I_m \cdot \cos[(\omega - \Omega)t - \frac{2\pi}{3}] - \frac{1}{2} I_m \cdot \cos[(\omega + \Omega)t - \frac{2\pi}{3}] \quad (3.7)$$

$$i_3 = I_0 \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} I_m \cdot \cos[(\omega - \Omega)t + \frac{2\pi}{3}] - \frac{1}{2} I_m \cdot \cos[(\omega + \Omega)t + \frac{2\pi}{3}] \quad (3.8)$$

Celá amplitudová demodulační analýza statorových proudů vychází z toho, že se v každém okamžiku sledují všechny proudy, tedy proudy všech fází statoru. Tyto proudy jsou za normálního bezporuchového stavu při zanedbání šumu v síti a akceptování předešlých zjednodušení čisté sinusovky fázově pootočené o úhel $\frac{2\pi}{3}$.

Při sčítání statorových proudů v každém okamžiku je výsledek vždy nulový, pokud by však průběhy proudů byly nejdříve umocněny, následně sečteny, vynásobeny $2/3$ a posléze opětovně odmocněny, dostaneme stejnosměrnou složku o konstantní hodnotě I_0 . Toto vychází z analogie prostorového vektoru, o kterém pojednává kapitola 4.

V situaci, kdy bude statorový proud amplitudově modulovaný, se získá využitím tohoto algoritmu konstantní stejnosměrná složka proudu, na které bude namodulována oscilační složka o frekvenci rovné frekvenci vyskytující se v zátěžném momentu. Po odfiltrování DC složky a podrobení signálu Fourierovou transformací, je získán amplitudový modulační činitel – α_{AM} a frekvence, na které se projevuje.

3.5.1 Platnost uvedeného algoritmu:

Kvadrát proudu tekoucí 1.fází:

$$i_1^2 = (I_0 + I_m \cdot \sin \Omega t) \cdot \sin \omega t)^2$$

$$i_1^2 = (I_0 + I_m \cdot \sin \Omega t)^2 \cdot \sin^2 \omega t \quad (3.9)$$

Po celkovém roznásobení přejde rov. (3.9) do tvaru:

$$\begin{aligned} i_1^2 = & \frac{1}{2} I_0^2 - \frac{1}{2} I_0^2 \cdot \cos 2\omega t + \frac{1}{2} I_0 I_m \cdot \sin([2\omega - \Omega]t) - \frac{1}{2} I_0 I_m \cdot \sin([2\omega + \Omega]t) + \\ & I_0 I_m \cdot \sin \Omega t + \frac{1}{8} I_m^2 \cdot \cos(2[\omega - \Omega]t) + \frac{1}{8} I_m^2 \cdot \cos(2[\omega + \Omega]t) - \frac{1}{4} I_m^2 \cdot \cos 2\omega t - \\ & \frac{1}{4} I_m^2 \cdot \cos 2\Omega t + \frac{1}{4} I_m^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Obdobně kvadrát proudu 2. fáze:

$$\begin{aligned} i_2^2 = & \frac{1}{2} I_0^2 - \frac{1}{2} I_0^2 \cdot \cos 2(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} I_0 I_m \cdot \sin\left([2\omega - \Omega]t - \frac{4\pi}{3}\right) - \\ & \frac{1}{2} I_0 I_m \cdot \sin\left([2\omega + \Omega]t - \frac{4\pi}{3}\right) + I_0 I_m \cdot \sin \Omega t + \frac{1}{8} I_m^2 \cdot \cos\left(2[\omega - \Omega]t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ & + \frac{1}{8} I_m^2 \cdot \cos\left(2[\omega + \Omega]t - \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{4} I_m^2 \cdot \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{4} I_m^2 \cdot \cos 2\Omega t + \frac{1}{4} I_m^2 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Nakonec kvadrát proudu 3. fáze:

$$\begin{aligned} i_3^2 = & \frac{1}{2} I_0^2 - \frac{1}{2} I_0^2 \cdot \cos 2(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} I_0 I_m \cdot \sin\left([2\omega - \Omega]t + \frac{4\pi}{3}\right) - \\ & \frac{1}{2} I_0 I_m \cdot \sin\left([2\omega + \Omega]t + \frac{4\pi}{3}\right) + I_0 I_m \cdot \sin \Omega t + \frac{1}{8} I_m^2 \cdot \cos\left(2[\omega - \Omega]t + \frac{4\pi}{3}\right) \\ & + \frac{1}{8} I_m^2 \cdot \cos\left(2[\omega + \Omega]t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{4} I_m^2 \cdot \cos(2\omega t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{4} I_m^2 \cdot \cos 2\Omega t + \frac{1}{4} I_m^2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Je vidět, že proudy obsahují jak NEZÁVISLÉ, tak ZÁVISLÉ složky na fázovém posunu. Jelikož v dalším kroku jsou kvadráty sčítány, všechny složky závislé na fázovém posunu jednotlivých fází můžeme zanedbat, protože po součtu budou stejně nulové. Ve výsledku zůstanou jen tučně vyznačené sčítance. Po dalším zjednodušení s využitím goniometrických vztahů a vzorce $(a + b)^2 = a^2 + 2ab + b^2$ byl získán vztah pro kvadrát proudu:

$$\begin{aligned}
 i_1^2 &= i_2^2 = i_3^2 = \frac{1}{2}I_0^2 + I_0I_m \cdot \sin\Omega t - \frac{1}{4}I_m^2 \cdot \cos 2\Omega t + \frac{1}{4}I_m^2 \\
 i_1^2 &= i_2^2 = i_3^2 = \frac{1}{2}I_0^2 + I_0I_m \cdot \sin\Omega t + \frac{1}{2}I_m^2 \cdot \sin^2\Omega t \\
 i_1^2 &= i_2^2 = i_3^2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}I_0 + \frac{\sqrt{2}}{2}I_m \cdot \sin\Omega t \right)^2
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

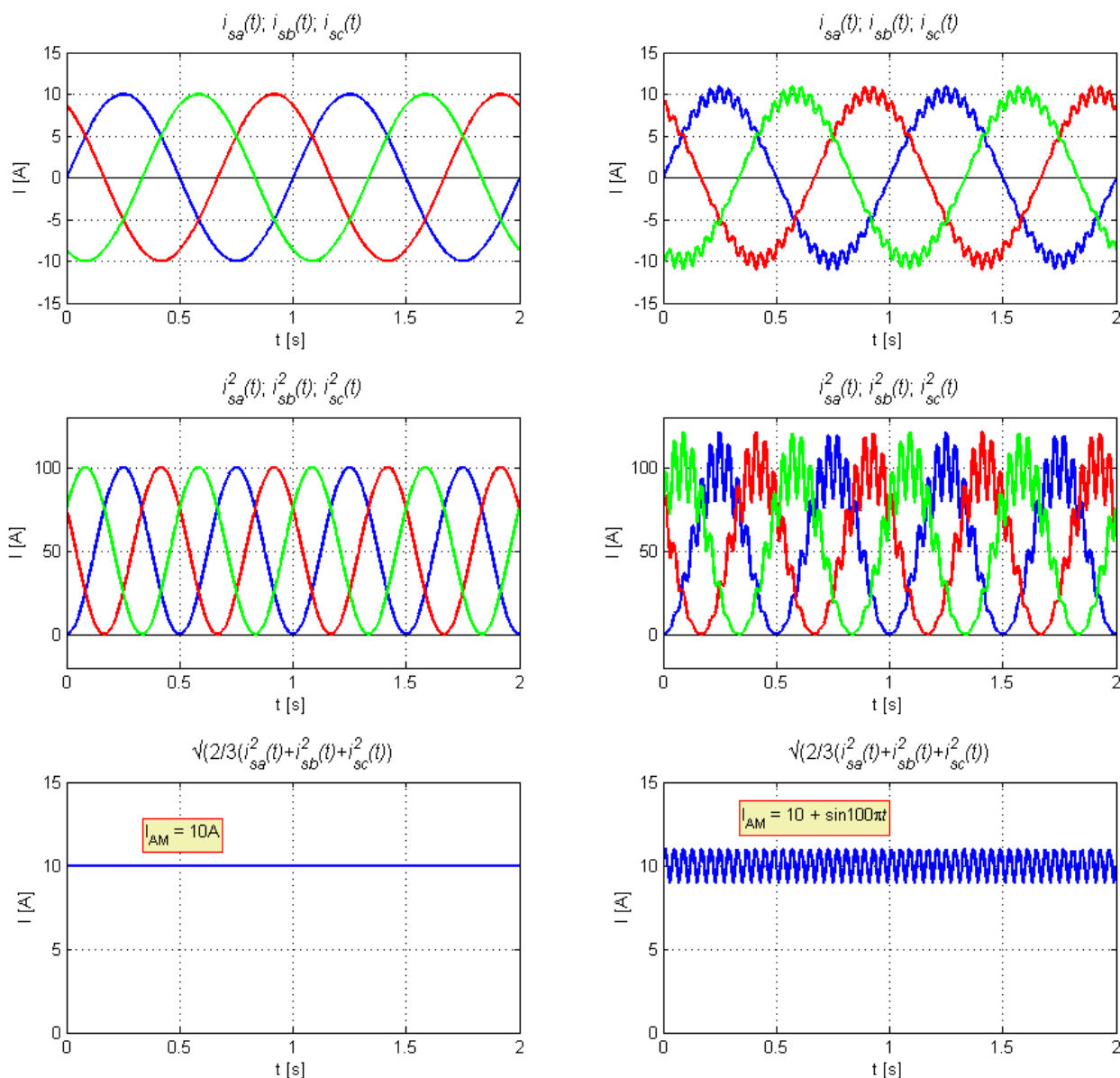
Celkový součet se pak provede podle předchozího výkladu.

$$\begin{aligned}
 I_{AM} &= \sqrt{\frac{2}{3}(i_1^2 + i_2^2 + i_3^2)} \\
 I_{AM} &= \sqrt{\frac{2}{3} \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{2}I_0 + \frac{\sqrt{2}}{2}I_m \cdot \sin\Omega t \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}I_0 + \frac{\sqrt{2}}{2}I_m \cdot \sin\Omega t \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}I_0 + \frac{\sqrt{2}}{2}I_m \cdot \sin\Omega t \right)^2 \right]} \\
 I_{AM} &= \sqrt{2 \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{2}I_0 + \frac{\sqrt{2}}{2}I_m \cdot \sin\Omega t \right)^2 \right]} \\
 I_{AM} &= I_0 + I_m \cdot \sin\Omega t
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Podobně by tomu bylo, i kdyby v sobě modulovaný signál nesl více frekvencí. Odvozování je už ale značně složité a pracné. Ve výsledku by se v rov. (72) přidal další sčítanec o příslušné amplitudě a frekvenci.

Algoritmus by fungoval stejně, jestliže by měl nosný signál větší kmitočet vůči modulačnímu, což je mimochodem v technické praxi, jak u AM tak i FM, daleko častější případ a jak bude dokázáno v dalších kapitolách, při diagnostice rotorové dynamiky ASM ze statorových proudů, budou zkoumány zejména modulační frekvence nižší než nosná frekvence – 50 Hz.

Na následujícím obrázku je graficky naznačen postup použitého algoritmu, kdy v pomyslném levém sloupci se nachází záznam statorových proudů „zdravého“ simulačního modelu ASM o amplitudě 10 A a frekvenci 1 Hz, kdežto v pravém sloupci je vidět záznam statorových proudů ASM o stejné amplitudě a frekvenci, které byly amplitudově modulovány signálem – $i_{osc} = \sin(100\pi t)$. Pro zdravý motor po aplikaci algoritmu byl dosažen konstantní signál o amplitudě, která se rovná maximální hodnotě fázových proudů statoru. Pro motor, kde jsou statorové proudy amplitudově modulovány, je výsledek ve tvaru součtu ustálené DC složky o velikosti maximální hodnoty nemodulovaného statorového fázového proudu a amplitudově modulační složky $i_{osc} = \sin(100\pi t)$.



Obrázek 3-7 Grafické znázornění užitého algoritmu pro zpracování statorových proudů

3.6 Fázová demodulace statorových proudů

Fázový modulační činitel s úhlem definujícím fázové zpoždění mezi AM a FM je určen z průběhu proudu v 1. fázi ASM a průběhu signálu tvořící amplitudovou demodulaci, není tedy přímo nutné časové záznamy fázových proudů ASM fázově demodulovat.

Časový záznam proudu z jakékoli jedné fáze motoru je převeden do frekvenční oblasti, poté je převeden do frekvenční oblasti také signál získaný amplitudovou demodulací. Porovnáním frekvenčních spekter obou těchto signálů je možno sestavit soustavu dvou kvadratických rovnic o dvou neznámých. Vyřešením každé z kvadratických rovnic získáme vždy jeden dvojnásobný kořen – β_{FM} a φ_{AF} .

Po vyjádření α_{AM} , β_{FM} , φ_{AF} a znalosti středního zatížení ASM je možno zpětně rekonstruovat fázový statorový proud z jeho frekvenčního obrazu (viz Obr. 3-4).

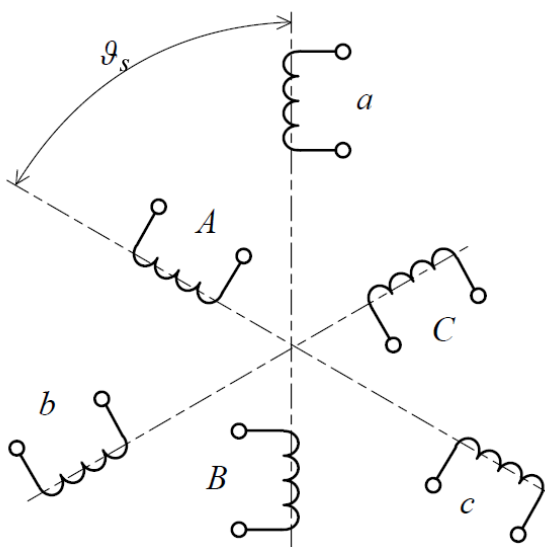
4 MATEMATICKÝ MODEL ASM

4.1 Obecný matematický model ASM

V současnosti nám rozvoj výpočetní techniky umožňuje počítačovou simulaci takřka všech elektromagnetických, elektromechanických aj. soustav. ASM není výjimkou. Na počítači pomocí vhodného programu můžeme simulovat například jeho rozběh, změnu zátěže a veškeré přechodné děje. Tyto simulace nám pomáhají chápat co se děje uvnitř ASM při jeho chodu, jak se mění která veličina a co je na čem závislé. Pomáhají nám utvrdit znalosti získané z kapitoly o principu činnosti ASM.

Abychom mohli ASM simulovat za pomoci digitální techniky, je nejprve nutné sestavit tzv. matematický model stroje, jenž je nejčastěji tvořen soustavou diferenciálních rovnic. Cílem je nalézt co nejjednodušší soustavu diferenciálních rovnic, které dostatečně přesně postihují zkoumané vlastnosti ASM. Při odvozování matematického modelu se obecně vychází ze stejných předpokladů a zjednodušení, jaké byly uvedeny v úvodu kapitoly 1 plus některé další:

- Motor nemá vyvedený nulový vodič
- Ztráty v železe jsou zanedbatelné
- R a L všech fází jsou konstantní, tzn. zanedbávají se:
 - Změna odporu statoru a rotoru v závislosti na teplotě
 - Hysteréze magnetického obvodu
 - Nasycení magnetického obvodu
- Činné odpory a indukčnosti napájecího zařízení se neuvažují



Obrázek 4-1 ASM

4.2 Model ASM v přirozených souřadnicích a, b, c

Na Obr. 5 je schématicky znázorněn model ASM. Model obsahuje 6 vinutí, 3 satorová označena písmeny – a, b, c a 3 rotorová označena jako A, B, C . Všechny vinutí mají svojí vlastní indukčnost a odpor a za předpokladu souměrných vinutí můžeme psát, že:

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad (4.1)$$

$$R_A = R_B = R_C = R_R \quad (4.2)$$

$$L_a = L_b = L_c = L_s \quad (4.3)$$

$$L_A = L_B = L_C = L_R \quad (4.4)$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = -M_s \quad (4.5)$$

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = -M_R \quad (4.6)$$

kde R_s a L_s je odpor a indukčnost satorových vinutí, R_R a L_R je odpor a indukčnost rotorových vinutí a $-M_s$ a $-M_R$ jsou vzájemné indukčnosti dvou fází satoru, nebo rotoru (záporná znaménka respektují pootočení o 120° , kdy $\cos(120^\circ)$ je záporná hodnota.

Vzájemné indukčnosti mezi satorovými fázemi a rotorovými lze pak vyjádřit jako:

$$L_{aA} = L_{Aa} = L_{bB} = L_{Bb} = L_{cC} = L_{Cc} = M \cdot \cos(\vartheta_s) \quad (4.7)$$

$$L_{aB} = L_{Ba} = L_{bC} = L_{Cb} = L_{cA} = L_{Ac} = M \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) \quad (4.8)$$

$$L_{Ab} = L_{Ba} = L_{Bc} = L_{Cb} = L_{aC} = L_{Ca} = M \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) \quad (4.9)$$

V neposlední řadě rovnice pro spřažené toky jednotlivých fází:

$$\psi_a = L_s \cdot i_a - M_s \cdot i_b - M_s \cdot i_c + M \cdot i_A \cdot \cos(\vartheta_s) + M \cdot i_B \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) + M \cdot i_C \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) \quad (4.10)$$

$$\psi_b = L_s \cdot i_b - M_s \cdot i_a - M_s \cdot i_c + M \cdot i_A \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) + M \cdot i_B \cdot \cos(\vartheta_s) + M \cdot i_C \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) \quad (4.11)$$

$$\psi_c = L_s \cdot i_c - M_s \cdot i_b - M_s \cdot i_a + M \cdot i_A \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) + M \cdot i_B \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) + M \cdot i_C \cdot \cos(\vartheta_s) \quad (4.12)$$

$$\psi_A = L_R \cdot i_A - M_R \cdot i_B - M_R \cdot i_C + M \cdot i_a \cdot \cos(\vartheta_s) + M \cdot i_b \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) + M \cdot i_c \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) \quad (4.13)$$

$$\psi_B = L_R \cdot i_B - M_R \cdot i_A - M_R \cdot i_C + M \cdot i_a \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) + M \cdot i_b \cdot \cos(\vartheta_s) + M \cdot i_c \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) \quad (4.14)$$

$$\psi_C = L_R \cdot i_C - M_R \cdot i_b - M_R \cdot i_A + M \cdot i_a \cdot \cos(\vartheta_s - 120^\circ) + M \cdot i_b \cdot \cos(\vartheta_s + 120^\circ) + M \cdot i_c \cdot \cos(\vartheta_s) \quad (4.15)$$

Konečný tvar napět'ových rovnic pro každou fázi:

$$u_k = R_k \cdot i_k + \frac{d\psi_k}{dt} \quad (\text{kde } k = a, b, c, A, B, C) \quad (4.16)$$

Pro kompletní popis ASM chybí už jen vztah pro celkový vnitřní moment stroje a pohybová rovnice soustavy. V obecném případě pro proměnnou rychlost otáčení rotoru platí pro moment:

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot m \cdot [(i_a i_A + i_b i_B) \sin(\vartheta_s) + i_a \cdot i_B \sin(\vartheta_s - 120^\circ) + i_B \cdot i_a \sin(\vartheta_s + 120^\circ)] \quad (4.17)$$

A pohybovou rovnici zapíšeme ve tvaru:

$$J_{\text{soustavy}} \cdot \frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt} = m_i - m_z \quad (4.18)$$

kde J_{soustavy} je celkový moment setrvačnosti všech rotujících částí, M_i je vnitřní moment motoru a M_z je moment zátěže. Člen $\frac{d\omega_{\text{mech}}}{dt}$ nám představuje změnu mechanické úhlové rychlosti rotoru.[10]

4.3 Model v d-q souřadnicích

V praxi se při matematickém popisu ASM s výhodou využívají lineární transformace (Clarkova a Parkova transformace). Prostřednictvím těchto transformací lze všechny statorové a rotorové veličiny přepočítat do jednoho souřadného systému ať už stojícího, spřaženého s rotorem, nebo rotujícího libovolnou rychlostí). Veličiny ASM se zbaví závislosti na pootočení rotoru vůči statoru a matematický popis ASM se tím značně zjednoduší. Tato skutečnost vede k výraznému snížení doby výpočtu při simulacích, a tak je hojně využívána v odvětví zabývající se řízením elektrických strojů, kde by měl výpočet trvat nejkratší možnou dobu.

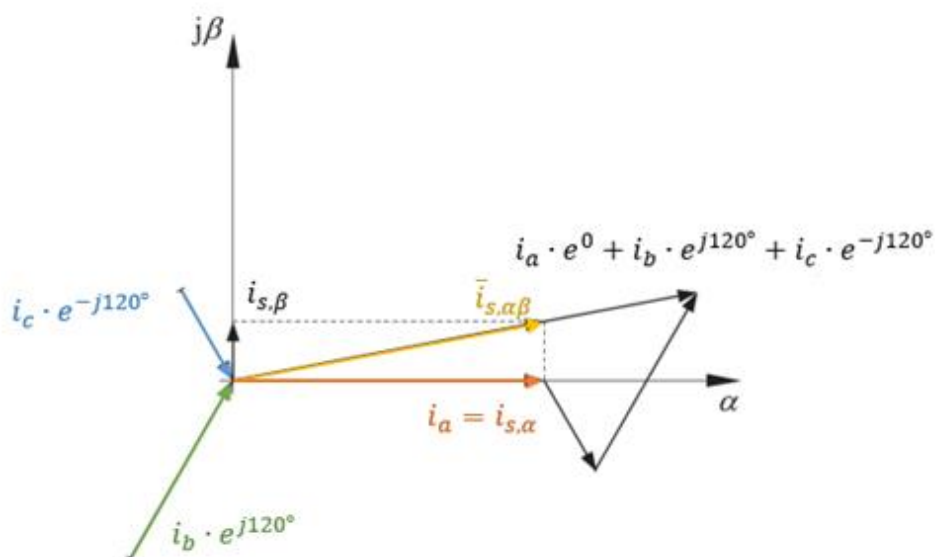
Pro potřeby této práce byl vytvořen model ASM převedený z přirozených souřadnic a, b, c do souřadnic $d-q$. Jedná se o souřadnice spřažené s točivým magnetickým polem. Hlavním důvodem, mimo argumentů uvedených v prvním odstavci, že matematický model ASM v přirozených souřadnicích je závislý na vzájemných indukčnostech motoru, které se reálně nedají změřit, byl i ten fakt, že výrobci motorů udávají parametry vycházející z náhradního T-čláčku, které korespondují s $d-q$ souřadným systémem.

4.3.1 Prostorový vektor

Trojfázové vinutí ASM ať už statoru, či rotoru můžeme spřáhnout s komplexní rovinou, v které nám stavové veličiny ASM jako je napětí, proudy, spřažené magnetické toky popisuje tzv. prostorový vektor.

Pro jeho pochopení je na Obr. 4-2 uvedená konstrukce prostorového vektoru statorového proudu ASM do souřadného systému spřaženým se statorem, kde reálná osa je orientována ve směru cívky a . Jsou zde znázorněny okamžité hodnoty střídavých fázových proudů v souřadné

soustavě a, b, c , které jsou převedeny do souřadného systému α, β , v němž jsou znázorněny pouze jedním prostorovým vektorem $\vec{i}_{s,\alpha\beta}$, který v čase rotuje úhlovou rychlostí točivého magnetického pole statoru. Tímto jsme docílili, že pro popis působení okamžitých hodnot všech proudů statoru nám postačí pouze jediný prostorový vektor.



Obrázek 4-2 Konstrukce prostorového vektoru statorového proudu fáze a

Prostorový vektor v souřadnicích α, β lze zapsat podle Obr. 4-2 v tomto tvaru:

$$\vec{i}_{s,\alpha\beta} = K \cdot [i_a(t) + i_b(t) \cdot e^{j120^\circ} + i_c(t) \cdot e^{-j120^\circ}] \quad (4.19)$$

Koeficient $K = 2/3$. Jeho hodnota byla zvolena tak, aby maximální absolutní hodnota fázových veličin odpovídala velikosti prostorového vektoru dané veličiny, a tedy v ustáleném stavu velikost prostorového vektoru vyjadřovala amplitudu fázové veličiny.

4.3.2 Clarkova a Parkova transformace

Při lineárních transformacích je využívána absence nulového vodiče, která zajišťuje při bezporuchovém chodu ASM, že v každém okamžiku je součet statorových či rotorových proudů roven 0.

$$i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0 \quad (4.20)$$

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (4.21)$$

Pro transformaci stavových veličin ASM do stacionárních souřadnic α, β pevně spřažených se státorem a naopak je využívána Clarkova a zpětná Clarkova transformace. Osa α je orientována ve směru osy cívky a . Vztahy pro transformaci složek prostorového vektoru v souřadnicích α, β z fázových hodnot a naopak jsou uvedeny v tabulce 1.

Tabulka 4-1 Vztahy pro přepočet veličin mezi souřadným systémem a, b, c a α, β

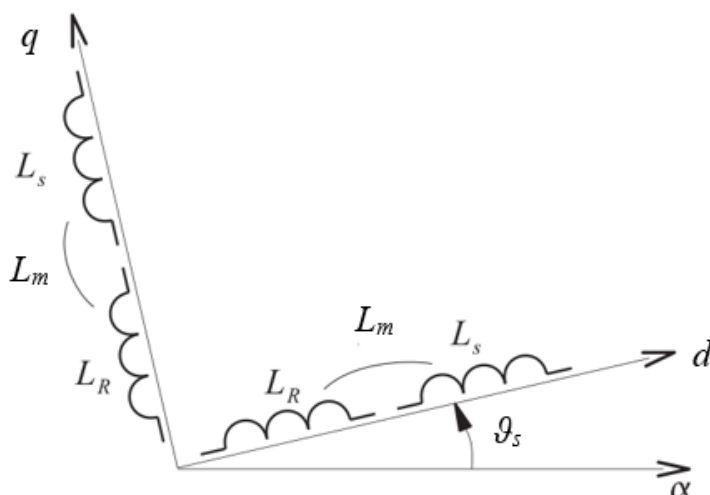
Clarkova transformace: $a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$	Zpětná Clarkova transformace: $\alpha, \beta \rightarrow a, b, c$
$i_{s\alpha} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot i_{sa} - i_{sb} - i_{sc}) = i_{sa}$	$i_{sa} = i_{s\alpha}$
$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_{sb} - i_{sc})$	$i_{sb} = -\frac{1}{2} \cdot i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{s\beta}$
	$i_{sc} = -\frac{1}{2} \cdot i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{s\beta}$

Abychom mohli transformovat veličiny rotoru, je nutné zavést transformační vztahy pro souřadný systém, který je vůči statoru pootočený obecně o nějaký úhel, v našem případě o úhel ϑ_s (viz Obr. 4-3) a otáčí se synchronní rychlostí ω_s . Vztahy pro transformaci složek prostorového vektoru z fázových hodnot a naopak jsou uvedeny v tabulce 1.

Tabulka 4-2 Vztahy pro přepočet veličin mezi souřadným systémem α, β a d, q

Parkova transformace: $\alpha, \beta \rightarrow d, q$	Zpětná Parkova transformace: $d, q \rightarrow \alpha, \beta$
$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \vartheta_s + i_{s\beta} \cdot \sin \vartheta_s$	$i_{s\alpha} = i_{sd} \cdot \cos \vartheta_s - i_{sq} \cdot \sin \vartheta_s$
$i_{sq} = -i_{s\alpha} \cdot \sin \vartheta_s + i_{s\beta} \cdot \cos \vartheta_s$	$i_{s\beta} = i_{sd} \cdot \sin \vartheta_s + i_{sq} \cdot \cos \vartheta_s$

Pozn.: Vztahy uvedené v tabulce 1 a 2 platí i pro ostatní veličiny ASM, jako jsou fázové napětí nebo spřažené magnetické toky.


Obrázek 4-3 Náhradní dvoufázový model ASM v souřadnicích d, q [4]

4.3.3 Matematický model použitý pro simulace

Matematický model ASM v přirozených souřadnicích a,b,c byl převeden na ekvivalentní dvoufázový model ASM v souřadném systému d,q znázorněný na Obr. 7. Výsledné tvary diferenciálních rovnic popisující veškeré elektromagnetické děje uvnitř ASM jsou uvedeny v následující tabulce. Pomocí těchto rovnic byl potom sestaven simulační model ASM, na kterém byly provedeny veškeré simulace

Tabulka 4-3 Rovnice popisující ASM v souřadném systému d,q

Napěťové rovnice ASM:	$\bar{U}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_s$
	$\bar{U}_R = 0 = R_R \cdot \bar{I}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j \cdot (\omega_s - \omega_e) \cdot \bar{\psi}_R$
Rovnice spřažených toků ASM:	$\bar{\psi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \bar{I}_R$
	$\bar{\psi}_R = L_R \cdot \bar{I}_R + L_m \cdot \bar{I}_s$
Momentová rovnice ASM:	$m_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot p_p \cdot \text{Im} [\bar{\psi}_R^* \cdot \bar{I}_s]$
Pohybová rovnice soustavy	$\frac{J_{soustavy}}{p_p} \cdot \frac{d\omega_e}{dt} = m_i - m_z; \text{ kde } \omega_e = p_p \cdot \omega_{mech}$

Kde hlavní vzájemná indukčnost rotoru a statoru (magnetizační indukčnost) se rovná $L_m = \frac{3}{2} M$ a $L_s = L_a + M_s = L_b + M_s = L_c + M_s$ spolu $sL_R = L_A + M_R = L_B + M_R = L_C + M_R$ tvoří celkové indukčnosti statoru a rotoru.

5 FREKVENČNÍ ÚTLUM ASM

Při diagnostice možných poruch zátěže projevující se změnami zátěžného momentu jsou vyhodnocovány časové záznamy statorových proudů motoru, v kterých je hledána specifická deformace, ať už změny amplitudy nebo frekvence. Přítomnost těchto deformací byla objasněna v teoretické kapitole. Pokud by však bylo zapotřebí zpětně určit velikost, a tedy závažnost poruchy na zátěži z naměřených spekter proudů, je nutné nejdříve určit vztah mezi vnějším zátěžným momentem a statorovými proudy. Tento charakteristický vztah (přenos) určí amplitudovou a fázovou odezvu statorových proudů motoru na změnu zátěže a zároveň je to předběžný ukazatel toho, v jakém frekvenčním pásmu je možno diagnostikovat rotorovou dynamiku právě z měření fázových proudů ASM.

5.1 Stavový popis ASM

ASM je mnoha parametrická nelineární dynamická soustava, kterou lze popsat diferenciální rovnicí n -tého řádu. Pro numerické řešení se mnohdy tato diferenciální rovnice n -tého řádu převádí na n diferenciálních rovnic 1. řádu – do tzv. stavových rovnic. Tyto rovnice lze získat z rovnic pro náhradní ekvivalentní dvoufázový model ASM vycházející z teorie obecného stroje vyjádřením derivací proměnných na levou stranu a eliminací závislých proměnných z rovnic. Pro zopakování jsou zde uvedeny výsledné diferenciální rovnice pro matematický popis ASM v náhradním ekvivalentním tvaru dvoufázového obecného stroje v obecném souřadném systému rotujícím rychlostí ω_k , které jsou zároveň výchozími vztahy pro stavový popis asynchronního motoru (5.1 – 5.6).

$$\bar{U}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \cdot \bar{\psi}_s \quad (5.1)$$

$$\bar{U}_R = R_R \cdot \bar{I}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega_e) \cdot \bar{\psi}_R \quad (5.2)$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \bar{I}_R \quad (5.3)$$

$$\bar{\psi}_R = L_R \cdot \bar{I}_R + L_m \cdot \bar{I}_s \quad (5.4)$$

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_R} \cdot p_p \cdot \text{Im} [\bar{\psi}_R^* \cdot \bar{I}_s] \quad (5.5)$$

$$\frac{J_{\text{soustavy}}}{p_p} \cdot \frac{d\omega_e}{dt} = m_i - m_z \quad (5.6)$$

Jako nezávislé proměnné jsou nejčastěji voleny prostorový vektor statorového proudu – \bar{I}_s a prostorový vektor rotorového toku – $\bar{\psi}_R$. (Vychází z vektorového řízení ASM na konstantní rotorový tok, kdy lze snadno měřit statorové proudy a rotorový tok dopočítat pomocí statorového proudu a mechanických otáček stroje.[4])

Eliminace prostorového vektoru rotorového proudu se provede jeho vyjádřením z rov. (5.4):

$$\bar{I}_R = \frac{1}{L_R} \cdot (\bar{\psi}_R - L_m \cdot \bar{I}_S) \quad (5.7)$$

Obdobně též prostorový vektor satorového spřaženého toku, kdy se vyjádřený prostorový vektor rotorového proudu dosadí do rov. (5.3):

$$\bar{\psi}_S = L_S \cdot \bar{I}_S + L_m \cdot \frac{1}{L_R} \cdot (\bar{\psi}_R - L_m \cdot \bar{I}_S) = \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \bar{I}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \quad (5.8)$$

Pro odvození první stavové rovnice ASM je do napěťové rovnice pro rotor dosazen prostorový vektor rotorového proudu:

$$\bar{U}_R = 0 = R_R \cdot \frac{1}{L_R} \cdot (\bar{\psi}_R - L_m \cdot \bar{I}_S) + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega_e) \cdot \bar{\psi}_R \quad (5.9)$$

Následně je jen vyjádřená derivace prostorového vektoru rotorového spřaženého toku na levou stranu.

$$\frac{d\bar{\psi}_R}{dt} = -\frac{R_R}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R - j(\omega_k - \omega_e) \cdot \bar{\psi}_R + \frac{L_m \cdot R_R}{L_R} \cdot \bar{I}_S \quad (5.10)$$

Pro vyjádření druhé stavové rovnice ASM je potřeba dosadit spočtený prostorový vektor satorového toku z rov. (5.8) do napěťové rovnice satoru (rov.(5.1)):

$$\begin{aligned} \bar{U}_S &= R_S \cdot \bar{I}_S + \frac{d}{dt} \left[\left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \bar{I}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \right] + j\omega_k \left[\left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \bar{I}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \right] \\ \bar{U}_S &= R_S \cdot \bar{I}_S + \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \frac{d\bar{I}_S}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j\omega_k \left[\left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \bar{I}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \right] \end{aligned} \quad (5.11)$$

Nyní je třeba odstranit derivaci prostorového vektoru rotorového toku tak, aby v napěťové rovnici zůstala derivace pouze jedné stavové proměnné.

$$\begin{aligned} \bar{U}_S &= \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \frac{d\bar{I}_S}{dt} + \frac{L_m}{L_R} \cdot \left[-\frac{R_R}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R - j(\omega_k - \omega_e) \cdot \bar{\psi}_R + \frac{L_m \cdot R_R}{L_R} \cdot \bar{I}_S \right] + \\ &\quad + j\omega_k \cdot \left[\left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \bar{I}_S + \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \right] + R_S \cdot \bar{I}_S \\ \bar{U}_S &= \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot \frac{d\bar{I}_S}{dt} - \frac{R_R \cdot L_m}{L_R^2} \cdot \bar{\psi}_R - \frac{L_m}{L_R} \cdot j(\omega_k - \omega_e) \cdot \bar{\psi}_R + j\omega_k \cdot \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R + \\ &\quad + \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot j\omega_k \cdot \bar{I}_S + \left(R_S + \frac{L_m^2 \cdot R_R}{L_R^2} \right) \cdot \bar{I}_S \end{aligned} \quad (5.12)$$

Jako poslední se odečtou složky $-j\omega_k$ a vyjádří se derivace prostorového vektoru stat. proudu:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= \frac{L_r}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot \left[\bar{U}_s + \frac{R_R \cdot L_m}{L_R^2} \cdot \bar{\psi}_R + \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \cdot [j(\omega_k - \omega_e) - j\omega_k] - \right. \\ &\quad \left. - \left(R_s + \frac{L_m^2 \cdot R_R}{L_R^2} \right) \cdot \bar{I}_s - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_R} \right) \cdot j\omega_k \cdot \bar{I}_s \right] \\ \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= \frac{L_r}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot \left[\bar{U}_s + \frac{R_R \cdot L_m}{L_R^2} \cdot \bar{\psi}_R - \frac{L_m}{L_R} \cdot \bar{\psi}_R \cdot j\omega_e - \right. \\ &\quad \left. - \left(R_s + \frac{L_m^2 \cdot R_R}{L_R^2} \right) \cdot \bar{I}_s \right] - j\omega_k \cdot \bar{I}_s \end{aligned} \quad (5.13)$$

Stavové rovnice ASM obsahují proměnné nazývané též stavovými proměnnými. Pokud známe hodnotu všech stavových proměnných v čase $t = t_0$ spolu s hodnotami vstupů pro $t \geq t_0$, je jednoduché určit chování motoru pro každý okamžik větší než čas t_0 . [10]

ASM je navíc soustavou nelineární – veškeré jeho přenosy jsou více či méně závislé na mechanických otáčkách, respektive skluzu souvisejícím s hodnotou zatížení. Proto je nutno soustavu linearizovat a pro správnou identifikaci všech přenosů rozdělit pásmo otáček, ve kterém je motor používán do několika intervalů, pro něž budou vypočítány přenosy separovaně.

5.2 Stavové rovnice ASM v složkovém tvaru – $\omega_k = \omega$

$$\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{Rd} + (\omega - \omega_e) \cdot \psi_{Rq} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (5.14)$$

$$\frac{d\psi_{Rq}}{dt} = -(\omega - \omega_e) \cdot \psi_{Rd} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{Rq} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot (L_s \cdot L_r - L_m^2)} \cdot \psi_{Rd} + \frac{L_m}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot \omega_e \cdot \psi_{Rq} - \\ &\quad - \frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot (L_s \cdot L_r - L_m^2)} \cdot i_{sd} + \omega \cdot i_{sq} + \frac{L_r}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot u_{sd} \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{L_m}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot \omega_e \cdot \psi_{Rd} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot (L_s \cdot L_r - L_m^2)} \cdot \psi_{Rq} - \\ &\quad - \omega \cdot i_{sd} - \frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot (L_s \cdot L_r - L_m^2)} \cdot i_{sq} + \frac{L_r}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot u_{sd} \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{p_p^2}{J} \cdot (\psi_{Rd} \cdot i_{sq} - \psi_{Rq} \cdot i_{sd}) - \frac{p_p}{J} \cdot M_z \quad (5.18)$$

Jak je vidět, pro kompletní popis ASM ve stavovém prostoru je zapotřebí znalost tří diferenciálních rovnic v patřičném tvaru (pět rovnic po rozložení na složky „ d “ a „ q “). Tyto rovnice se dají řešit operátorovým počtem pomocí Laplaceova slovníku, nebo jako v této práci, pomocí programu Matlab.

Soustavu získaných diferenciálních stavových rovnic pro ASM lze zapsat v maticovém tvaru, jako:

$$\dot{\bar{x}} = \mathbf{A}\bar{x} + \mathbf{B}\bar{u} \quad (5.19)$$

$$\bar{y} = \mathbf{C}\bar{x} + \mathbf{D}\bar{u} \quad (5.20)$$

kde vektor \bar{x} je stavový vektor, \mathbf{A} je charakteristická matice soustavy, která určuje chování celého systému. Pro stabilní systémy jsou všechna vlastní čísla záporná, v případě komplexních čísel musí mít zápornou reálnou část. Matice \mathbf{B} je vstupní matice systému, \mathbf{C} je výstupní matice, \mathbf{D} matice vyjadřující přímé působení vstupů na výstupní veličiny, \bar{u} je vektor veličin do systému vstupujících a \bar{y} je vektor výstupních veličin, který bývá často totožný se stavovým vektorem. Pozn.: Pro potřeby sestavení stavové matice ASM pro zjištění frekvenčních charakteristik motoru je matice \mathbf{D} nulová.[10]

Po dosazení stavových rovnic ASM do rov. (5.19) pro stavové řízení je získána komplexní stavová matice ASM, jejíž tvar lze vidět v následující tabulce. Buňky se zeleným podbarvením tvoří stavový vektor, světle modré buňky tvoří vektor vstupních veličin, modře podbarvené buňky tabulky jsou vlastními čísly ASM a nakonec červené pole je vstupní maticí.

Tabulka 5-1 Stavová matice (5.19) pro ASM

d, q	ψ_{Rd}	ψ_{Rq}	i_{sd}	i_{sq}	$\Delta\omega_e$	u_{sd}	u_{sq}	M_z
$\frac{d\psi_{Rd}}{dt}$	$-\frac{R_r}{L_r}$	$(\omega - \omega_e)$	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}$	0	0	0	0	0
$\frac{d\psi_{Rq}}{dt}$	$-(\omega - \omega_e)$	$-\frac{R_r}{L_r}$	0	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}$	0	0	0	0
$\frac{di_{sd}}{dt}$	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	$\frac{L_m}{D} \cdot \omega_e$	$-\frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	$\omega \cdot i_{sq}$	0	$\frac{L_r}{D}$	0	0
$\frac{di_{sq}}{dt}$	$-\frac{L_m}{D} \cdot \omega_e$	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	$-\omega \cdot i_{sq}$	$-\frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	0	0	$\frac{L_r}{D}$	0
$\frac{d\omega_e}{dt}$	$\alpha \cdot i_{sq}$	$-\alpha \cdot i_{sd}$	0	0	0	0	0	$-\frac{p_p}{J}$

Kde $D = (L_s \cdot L_r - L_m^2)$ a $\alpha = \frac{3}{2} \cdot \frac{p_p^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r}$

5.3 Linearizované stavové rovnice ASM:

Jak bylo napsáno, ASM je jako většina reálných systémů soustavou nelineární a jeho dynamické chování se mění s rostoucím zatížením, popřípadě skluzem. Aby tedy mohl být ASM správně popsán, bude pásma otáček, v kterém je motor používán, rozděleno do několika intervalů od nulového až po jmenovité zatížení. Na těchto intervalech je pak při malých změnách systémových proměnných předpoklad lineárního chování. Do systému, který je popisován, tedy vstupují nějaké počáteční podmínky. Jedná se o lokální aproximativní linearizaci.

Pokud budou zkoumány vlastnosti ASM v určitých ustálených stavech – z linearizovaného modelu, je nutno mít vždy na paměti jejich lokální platnost a možnost i výraznějších změn při větších odchylkách systémových proměnných od „pracovního bodu“. [13]

Lokální linearizace se provádí zavedením tzv. odchylkových proměnných, pak soustava linearizovaných diferenciálních stavových rovnic v maticovém tvaru získá tvar:

$$\dot{\bar{x}} + \Delta\dot{\bar{x}} = \mathbf{A}(\bar{x} + \Delta\bar{x}) + \mathbf{B}(\bar{u} + \Delta\bar{u}) \quad (5.21)$$

$$\bar{y} = \mathbf{C}\bar{x} + \mathbf{D}\bar{u} \quad (5.22)$$

Pro ASM to znamená, že veškeré stavové a vstupní veličiny, které považujeme za proměnné jsou nahrazeny konstantou charakterizující linearizovaný bod (veličiny indexovány „0“) a právě odchylkovou proměnnou (značení pomocí „Δ“).

$$u_{sd} = u_{sd0} + \Delta u_{sd} \quad \psi_{Rd} = \psi_{Rd0} + \Delta\psi_{Rd} \quad (5.23); (5.24)$$

$$u_{sq} = u_{sq0} + \Delta u_{sq} \quad \psi_{Rq} = \psi_{Rq0} + \Delta\psi_{Rq} \quad (5.25); (5.26)$$

$$M_z = M_{z0} + \Delta M_z \quad i_{sd} = i_{sd0} + \Delta i_{sd} \quad (5.27); (5.28)$$

$$\omega_e = \omega_{e0} + \Delta\omega_e \quad i_{sq} = i_{sq0} + \Delta i_{sq} \quad (5.29); (5.30)$$

Jelikož pro ustálený stav je hodnota derivace vyjadřující změnu stavu nulová, z rovnic (5.22) a (5.23) odpadnou všechny konstantní prvky a výsledné stavové matice pro linearizovaný ASM budou vyjádřeny odchylkovými proměnnými jako:

$$\Delta\dot{\bar{x}} = \mathbf{A}\Delta\bar{x} + \mathbf{B}\Delta\bar{u} \quad (5.31)$$

$$\Delta\bar{y} = \mathbf{C}\Delta\bar{x} + \mathbf{D}\Delta\bar{u} \quad (5.32)$$

V Tab. 5-2 na další straně jsou uvedeny výsledné linearizované rovnice charakterizující ASM, ze kterých jsou posléze získávány frekvenční charakteristiky.

Tabulka 5-2 Linearizovaná stavová matice (5.31) pro ASM

d, q	$\Delta\psi_{Rd}$	$\Delta\psi_{Rq}$	Δi_{sd}	Δi_{sq}	$\Delta\omega_e$	Δu_{sd}	Δu_{sq}	ΔM_z
$\frac{d\Delta\psi_{Rd}}{dt}$	$-\frac{R_r}{L_r}$	$\omega - \omega_{e0}$	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}$	0	$-\psi_{Rq0}$	0	0	0
$\frac{d\Delta\psi_{Rq}}{dt}$	$-(\omega - \omega_{e0})$	$-\frac{R_r}{L_r}$	0	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}$	ψ_{Rd0}	0	0	0
$\frac{d\Delta i_{sd}}{dt}$	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	$\frac{L_m}{D} \cdot \omega_{e0}$	$-\frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	ω	$\frac{L_m}{D} \cdot \psi_{Rq0}$	$\frac{L_r}{D}$	0	0
$\frac{d\Delta i_{sq}}{dt}$	$-\frac{L_m}{D} \cdot \omega_{e0}$	$\frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	$-\omega$	$-\frac{L_r^2 \cdot R_s + L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot D}$	$\frac{L_m}{D} \cdot \psi_{Rd0}$	0	$\frac{L_r}{D}$	0
$\frac{d\Delta\omega_e}{dt}$	$\alpha \cdot i_{sq0}$	$-\alpha \cdot i_{sd0}$	$-\alpha \cdot \psi_{Rq0}$	$\alpha \cdot \psi_{Rd0}$	0	0	0	$-\frac{p_p}{J}$

Matice D vyjadřující přímé působení vstupů na výstupní veličiny je i po linearizaci nulová. Je třeba však uvést tvar výstupní matice systému – C , která obecně nemusí být nutně čtvercová a mít stejný rozměr jako vlastní matice systému – A . Pro účely této práce má výstupní matice tvar:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{p_p} \\ \frac{\alpha \cdot i_{sq0} \cdot J}{p_p} & -\frac{\alpha \cdot i_{sd0} \cdot J}{p_p} & -\frac{\alpha \cdot \psi_{Rd0} \cdot J}{p_p} & \frac{\alpha \cdot \psi_{Rq0} \cdot J}{p_p} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Takto zkonstruovaná výstupní matice umožní pozorovat změny a odezvy stavových veličin ASM dříve odvozených – statorový proud v ose „ d “ a „ q “, rotorový spřažený tok v ose „ d “ a „ q “, spolu se změnami mechanických otáček a vnitřním elektromagnetickým momentem stroje.

Více se lze o teorii stavového řízení a sestavení matic – A , B , C a D dočíst v literatuře 10.

5.4 Frekvenční útlum konkrétního ASM

Podle předcházejícího rozboru byla provedena linearizace ASM, kdy pásmo otáček, v kterém je motor používán, bylo rozděleno do 10 intervalů rozdělených podle zatížení stroje v rozmezí 0 až 100 % jmenovitého zatížení. Pro motor s parametry uvedenými v kapitole 6 byly získány potřebné charakteristiky, z nichž jsou dále uvedeny jen 2 příklady, pro naprosto odlehčený stroj (Obr. 5-2) a frekvenční přenos motoru při jeho jmenovité zatížení (Obr. 5-5). V praxi je ale nutné znát samozřejmě veškeré charakteristiky, při jakémkoli zatížení. (Nutno podotknout, že zkonstruované frekvenční charakteristiky v této práci poskytují informace o dynamických změnách zkoumaných veličin. Střední velikosti veličin respektující pracovní bod daného motoru se jeví jako nulové.

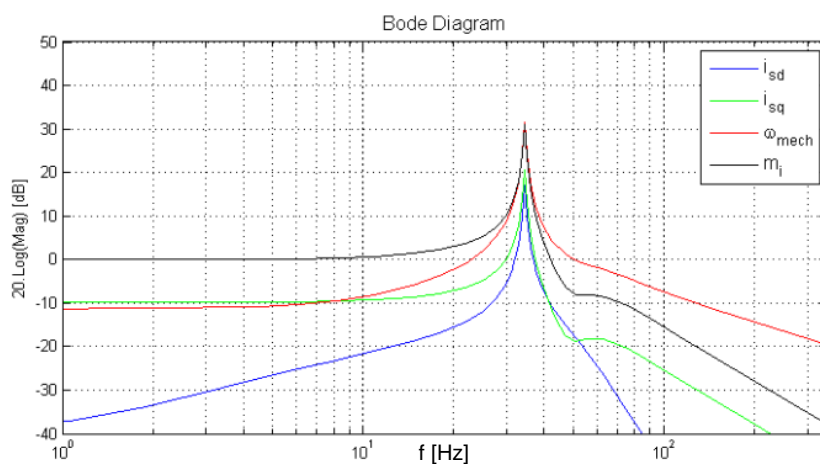
Na Bodeho diagramech jsou znázorněny frekvenční pásma pro 4 veličiny motoru – i_{sd} , i_{sq} , ω_{mech} a m_i , všechny vztažené pro jednotkovou změnu zátěžného momentu, proto první 3 z jmenovaných veličin začínají se záporným zesílením. Z diagramů je jasně vidět, že ASM se chová jako dolní propust' s mezní frekvencí okolo 30 Hz. Po této frekvenci zesílení všech veličin prudce klesá. Pro zcela odlehčený motor je mezní kmitočet přesně 30 Hz, ale po pozvolném zatěžování až na jmenovitý moment mírně klesá, asi na hodnotu okolo 29 Hz. Co je ale nepříjemné, že frekvenční odezvy veličin ASM obsahují na mezní frekvenci rezonanční převýšení, což s sebou nese určité riziko. Nejen, že při diagnostice rotorové dynamiky pomocí satorových proudů budou tyto proudy po přivedení oscilačního zátěžného momentu na frekvencích okolo 30 Hz značně zkresleny, modulace satorových proudů ale bude dosahovat nepříjemně vysokých hodnot a může nepříznivě ovlivnit životnost stroje. Proto je tuto skutečnost zohlednit a blíže ji prozkoumat.

Frekvenční přenos ASM je závislý na jeho parametrech, parametrech náhradního ekvivalentního obvodu, počtu pólů a momentu setrvačnosti. Při zanedbání teplotní závislosti, zejména odporů vinutí, a předpokladu ustáleného chodu motoru, pro které jsou frekvenčních charakteristiky vytvořeny, jsou prvky náhradního ekvivalentního modelu ASM konstantní. Jediné, co se může měnit, je moment setrvačnosti, který z elektrického hlediska tvoří s odpory a indukčnostmi ASM analogii pro rezonanční RLC obvod. Moment setrvačnosti se ve skutečnosti v závislosti na připojené zátěži přirozeně zvětší a pro účely diagnostiky a přesnosti frekvenčních charakteristik se s tím musí počítat.

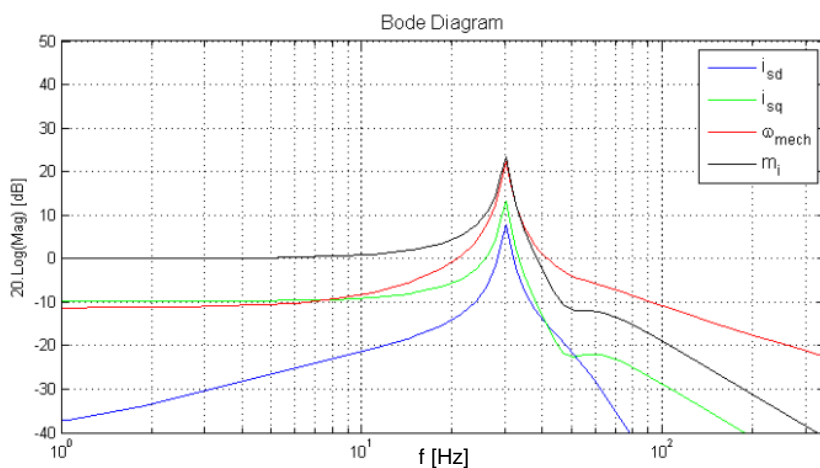
Tuto skutečnost popisují diagramy 5-1 a 5-4, opět pro absolutně odlehčený ASM a po jeho jmenovitém zatížení. Pro ilustraci byl moment setrvačnosti navýšen na 130 % jmenovitého momentu setrvačnosti samotného motoru. Mezní kmitočet se mírně posunul směrem dolů a ještě více "omezil" pásmo propustnosti ASM, co je však podstatnější, že rezonanční špička už nedosahuje takového zesílení. Pro doplnění přechodových charakteristik je na diagramech 5-3 a 5-6 ještě zobrazeno, co by se stalo, kdyby se moment setrvačnosti snížil na 70 % J_n motoru. V příloze jsou pak uvedeny přechodové charakteristiky ASM s jinými parametry s řádově podobným výkonem.

Na všech zkonstruovaných diagramech je potvrzen známý fakt, že momentotvorný proud v ose „q“ přímo odpovídá vnitřnímu elektromagnetickému momentu, a tedy i frekvenční pásmo

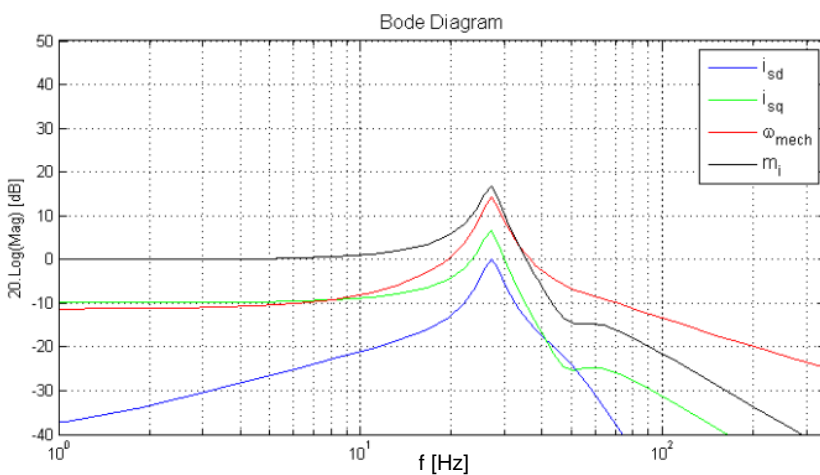
momentotvorného proudu v ose „ q “ při jakémkoli zatížení odpovídá přesně frekvenčnímu pásmu vnitřnímu elektromagnetickému momentu ASM.



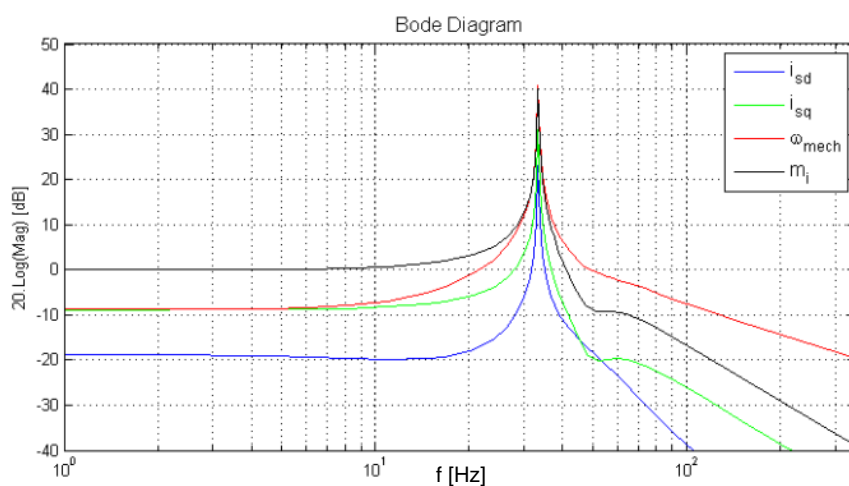
Obrázek 5-1 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = 0 \text{ Nm}$; $J = 0,7 \cdot J_n$



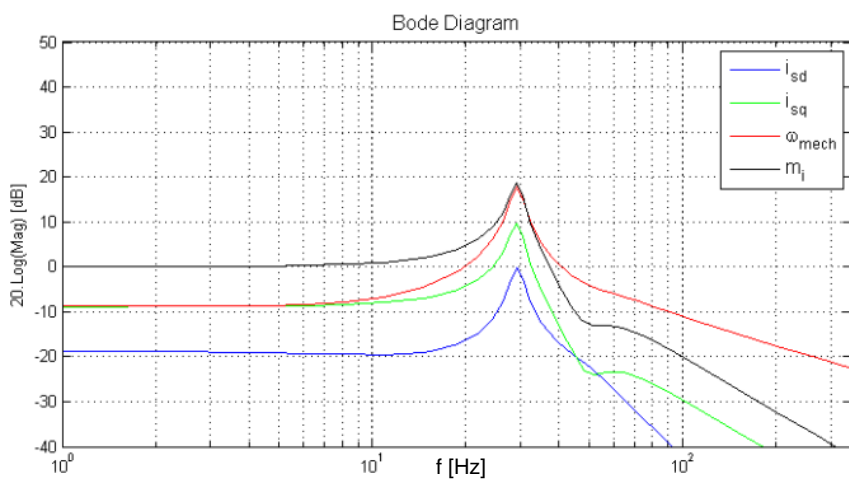
Obrázek 5-2 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = 0 \text{ Nm}$; $J = J_n$



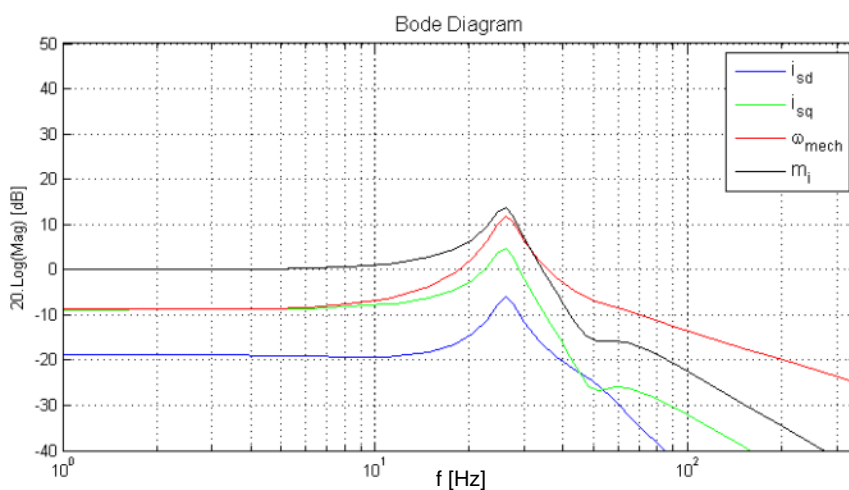
Obrázek 5-3 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = 0 \text{ Nm}$; $J = 1,3 \cdot J_n$



Obrázek 5-4 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = M_n$; $J = 0,7 \cdot J_n$



Obrázek 5-5 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = M_n$; $J = J_n$

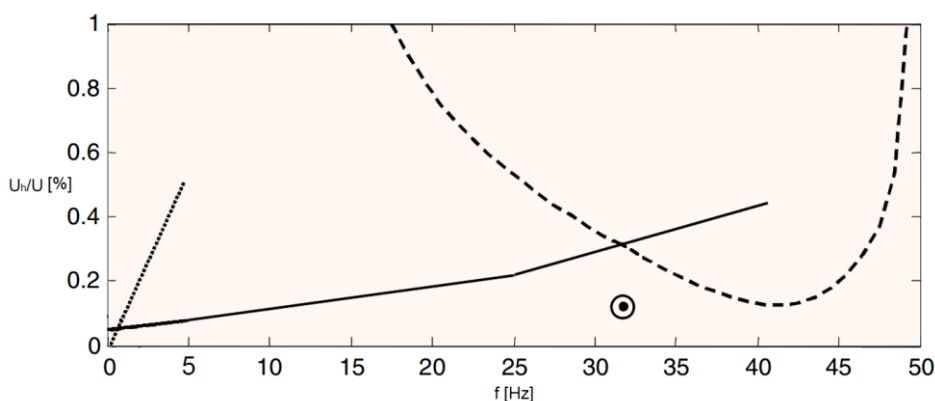


Obrázek 5-6 ASM – $P = 2,2 \text{ kW}$; $M_z = M_n$; $J = 1,3 \cdot J_n$

Na závěr je zde uveden graf závislosti velikostí subharmonických (popřípadě nižších meziharmonických), vyskytujících se v proudech konkrétních strojů, přístrojů, či zdrojů. Je to velice důležitý graf, jelikož právě přítomnost subharmonických obsažených ve statorových proudech ASM, a zároveň jejich velikost, je ukazatelem přítomnosti momentových oscilací, a tím i poruchy na straně zátěže za předpokladu zdravého ASM.[11]

Tyto charakteristiky mimo graf světelného zdroje (čerchovaná čára) nejsou nikterak normovány. Jedná se jen o doporučující meze obsažených subharmonických v těchto zařízeních, aby například nevznikaly přídavné ztráty, nerostlo oteplení vodičů nad kritickou mez a nedocházelo k nežádoucí degradaci izolace a posléze samotného zařízení.

Po prozkoumání křivky doporučující intenzitu subharmonických obsažených v proudech ASM (plná čára) je vidět, že při vyšších frekvencích subharmonických jsou dovoleny i vyšší hodnoty jejich intenzit, to koresponduje s analýzou impedance vedení v závislosti na rostoucí frekvenci. Musíme mít na paměti, že subharmonické v indukovaném napětí a proudu, procházejícím statorovým vinutím od přivedeného oscilujícího zátěžného momentu, vznikají superpozicí základní harmonické a frekvencí oscilací. A proto je zajímavé jedno místo ukazující na známou poruchu a spálení izolace turbogenerátoru, kterému byl naměřen pulzující moment na frekvenci okolo 18 Hz (v proudech a napětích stroje na 32 Hz). To může ukazovat a potvrzovat výskyt rezonančních frekvencí i u ostatních točivých strojů. Pokud při této poruše byly měřeny subharmonické na zátěžném momentu, z kterých byla dopočítána velikost subharmonických v napětí a proudech, nemuselo se přihlížet na frekvenční charakteristiky systému, a tak mohly dosahovat subharmonické proudy motoru daleko větší intenzity, než odpovídá míře oscilací momentu.[11]



Obrázek 5-7 Meze subharmonických (Transformátory •••; ASM —; 60 W žárovka --)[11]

5.5 Shrnutí

Poznatky z analýz frekvenčních charakteristik ASM potvrzují, že ASM se dá využít k diagnostice rotorové dynamiky a tím i poruch na straně zátěže, které se projevují oscilací zátěžného momentu. Existují zde ale minimálně dvě omezení vyplývající z frekvenčních přenosů ASM. V první řadě jde o velikost frekvence, do které je možno spolehlivě oscilace vyhodnocovat a za druhé intenzita oscilací zátěžného momentu vyvolaná jejich příčinou, kdy při poruše na určité frekvenci a o určité intenzitě již hrozí i poškození samotného ASM.

6 POČÍTAČOVÉ SIMULACE

V programu Matlab Simulink ve verzi 2013a, který je v dnešní době hodně využíván pro řešení diferenciálních rovnic potřebných k analýze mechanických, elektromechanických, elektrických, magnetoelektrických a dalších typů úloh, byl vytvořen matematický model ASM, který vychází z rovnic odvozených v kapitole 4. Úplné simulační schéma je zařazeno v příloze 2.

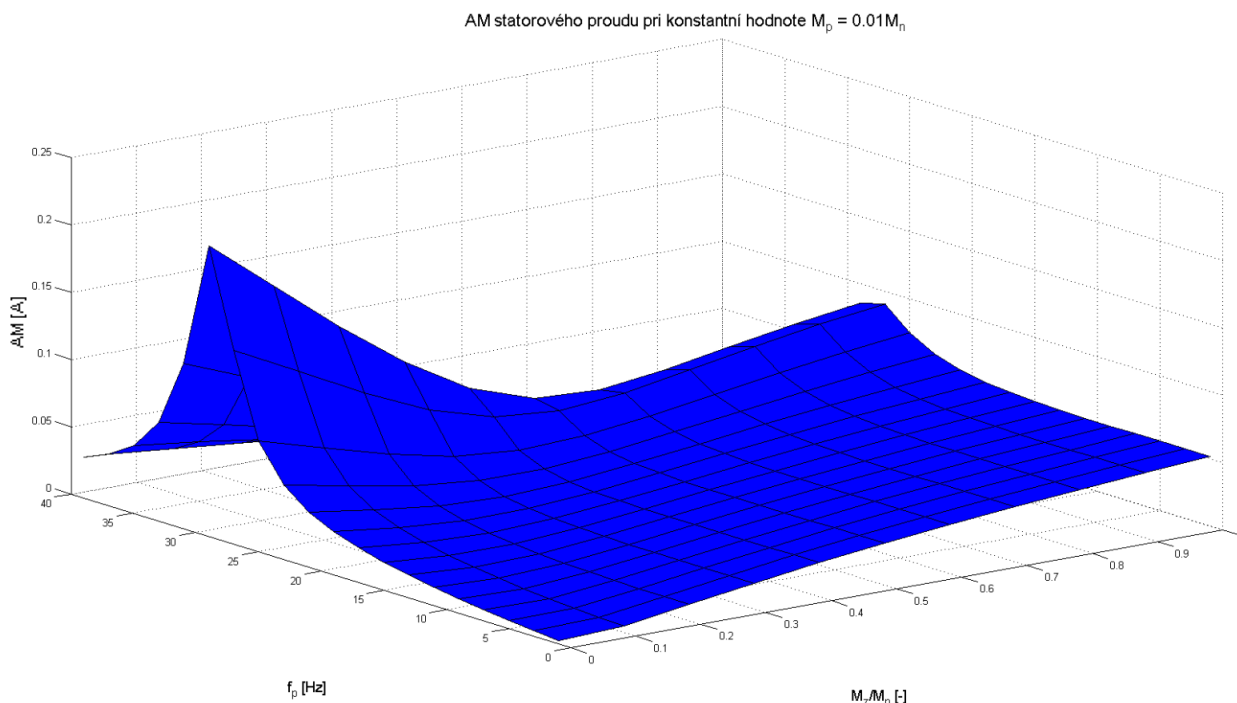
Veškeré simulace a další experimentální měření byly provedeny pro ASM s parametry a štitkovými hodnotami: $P = 2,2 \text{ kW}$, $R_s = 4,5 \text{ } \Omega$, $R_r' = 3,39 \text{ } \Omega$, $L_s = 0.01044 \text{ H}$, $L_r' = 0.01044 \text{ H}$, $L_m = 0.256 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.005 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 15,1 \text{ Nm}$, $n_n = 1400 \text{ min}^{-1}$. Parametry náhradního obvodu nebyly určovány obvyklou metodou z měření naprázdno a nakrátko, ale ze zatěžovací zkoušky motoru, kdy se parametry určují z dvou bodů zatížení (většinou je volen jeden nad jmenovitým momentem a druhý bod pod jmenovitým momentem). Motor je pak nahrazen obecnou RL zátěží, na které je měřen výkon, pomocí přepočtených konstant jsou pak vypočteny náhradní parametry motoru. Tato metodika pro určení náhradních parametrů je více flexibilní, nevychází ze stavů, v kterých se za běžného provozu ASM nenachází, a tak náhradní matematické modely ASM sestavené s takto získaných parametrů, lépe vystihují a popisují dynamické jevy ASM. Více se o této problematice lze dočíst v literatuře 15.

Při simulacích byl motor zatěžován vybranými průběhy zátěžného momentu tak, aby bylo možné sestavit amplitudové a fázové modulační křivky statorových proudů a pokrýt tak veškeré možné případy modulací, které při připojení zátěže k ASM projevující se proměnným zátěžným momentem, mohou nastat.

Pro motor z kapitoly 5 bylo zjištěno z frekvenčních charakteristik, že na 35 Hz činí útlum vnitřního elektromagnetického momentu stroje už cca 50 %. Obdobně tomu je i s dalšími veličinami ASM. Na 40 Hz útlum dosahuje již významných hodnot, a proto bylo rozhodnuto, že analýza proměnného momentu bude zkoumána do frekvencí právě 40 Hz. Pro vyšší frekvence pulzujícího zátěžného momentu by diagnostika zátěže pomocí ASM s těmito parametry nebyla pravděpodobně možná. Druhým kritériem pro analýzu bylo maximální zvlnění zátěžného momentu dosahující 10 % jmenovitého momentu motoru. Vyšší zvlnění nemá smysl uvažovat. Při vyšších hodnotách by pravděpodobně soustava s trvalým konstantním zátěžným momentem za běžného provozu nemohla být provozována.

V simulacích byly prověřeny závislosti AM, PM statorových proudů a jejich vzájemného posunu pro konstantní velikost amplitudy oscilací, které mohou být viděny na Obr. 6-1 – 6-5, popřípadě v Tab. 6-1 – 6-3. Z Obr. 6.4 a Obr. 6.5 je patrné, že pro většinu zatížení stroje, při různé frekvenci oscilací, dosahuje fázové promodulování proudů vyšších hodnot, než amplitudové promodulování. Jejich posunutí mezi sebou nemá specifický charakter v závislosti na zatížení stroje a frekvenci oscilací M_z . Nicméně pro oblast pásma nad 60 % zatížení do frekvencí asi 15 Hz je AM vyšší, na rezonanční frekvenci však opět získá svoje dominantní postavení FM. Dosažené výsledky jsou specifické jen pro jeden konkrétní zkoumaný ASM. Pro jiný ASM mohou mít modulace značně rozdílný charakter. V příloze 4 jsou uvedeny modulační hodnoty pro 4 pólový ASM s výkonem 3 kW a jmenovitými otáčkami 1437 min^{-1} .

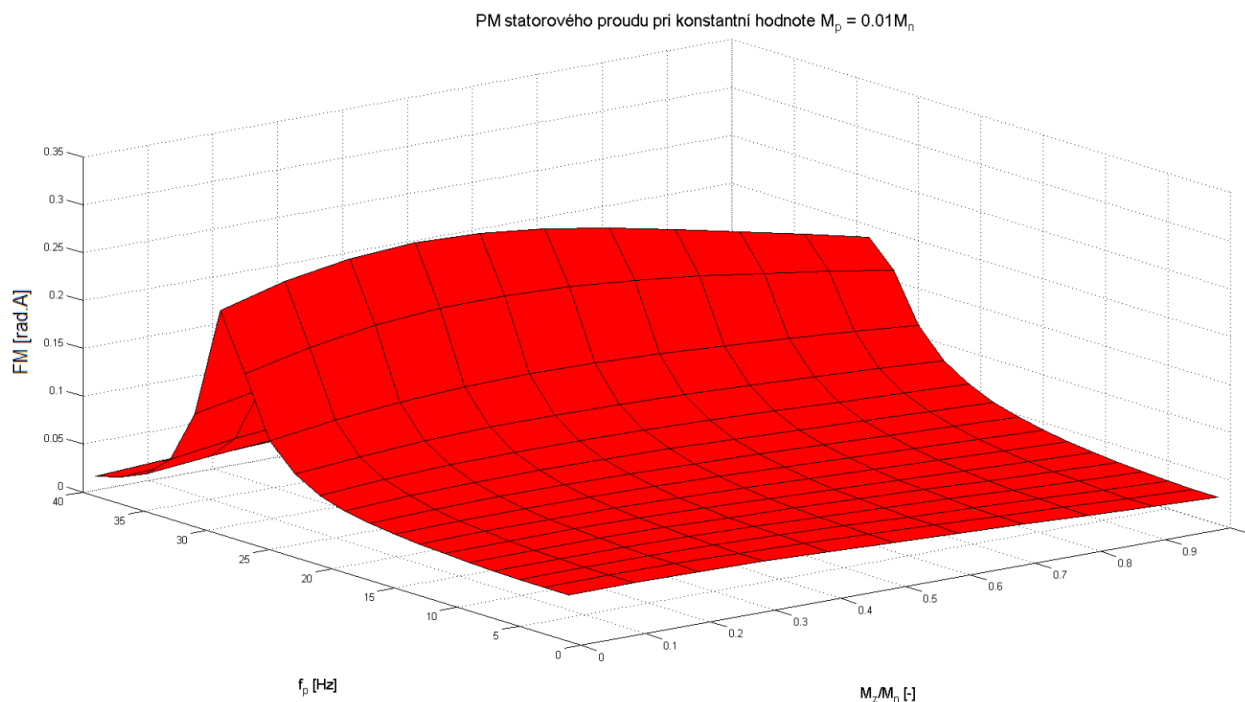
6.1 Simulace s konstantní velikostí M_p



Obrázek 6-1 AM činitel pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$

Tabulka 6-1 Hodnoty amplitudové deformace satorového proudu pro různé stavy ASM

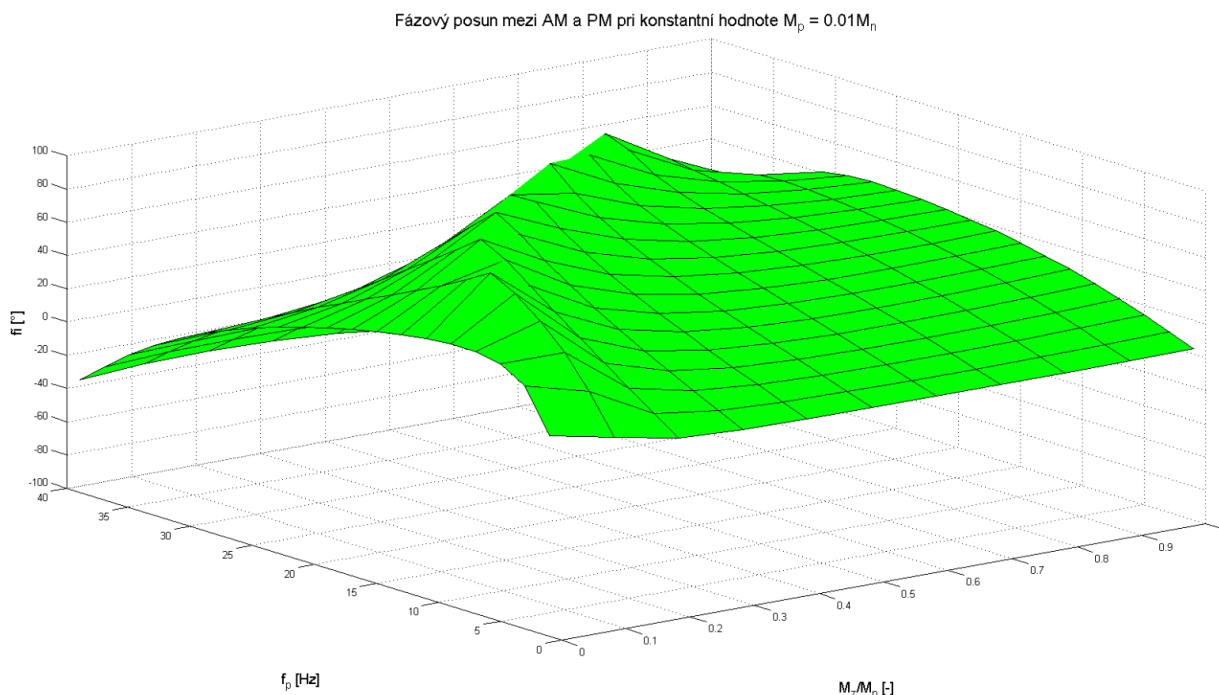
$f_p \backslash M_z/M_n$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1 Hz	0,003	0,005	0,012	0,019	0,025	0,031	0,036	0,041	0,045	0,048	0,052
3 Hz	0,004	0,005	0,012	0,019	0,025	0,031	0,036	0,041	0,045	0,048	0,052
5 Hz	0,006	0,006	0,012	0,019	0,025	0,031	0,036	0,041	0,045	0,048	0,052
7 Hz	0,008	0,008	0,013	0,019	0,025	0,031	0,036	0,041	0,045	0,048	0,052
9 Hz	0,011	0,010	0,013	0,019	0,025	0,031	0,036	0,040	0,045	0,048	0,051
11 Hz	0,014	0,012	0,014	0,019	0,025	0,031	0,036	0,040	0,045	0,048	0,052
13 Hz	0,017	0,014	0,015	0,020	0,025	0,031	0,036	0,041	0,045	0,048	0,052
15 Hz	0,021	0,017	0,017	0,020	0,025	0,031	0,036	0,041	0,045	0,049	0,052
17 Hz	0,026	0,021	0,019	0,021	0,026	0,031	0,036	0,041	0,046	0,050	0,054
19 Hz	0,032	0,026	0,023	0,023	0,027	0,032	0,037	0,043	0,047	0,052	0,056
21 Hz	0,041	0,034	0,028	0,026	0,028	0,033	0,039	0,045	0,050	0,055	0,059
23 Hz	0,056	0,046	0,037	0,032	0,032	0,036	0,042	0,049	0,055	0,060	0,065
25 Hz	0,082	0,068	0,055	0,045	0,040	0,042	0,048	0,056	0,063	0,069	0,075
27 Hz	0,144	0,119	0,095	0,074	0,059	0,055	0,060	0,068	0,077	0,085	0,091
29 Hz	0,216	0,177	0,138	0,103	0,075	0,059	0,056	0,062	0,071	0,079	0,085
31 Hz	0,123	0,103	0,083	0,063	0,045	0,032	0,025	0,026	0,032	0,038	0,045
33 Hz	0,073	0,063	0,052	0,040	0,029	0,020	0,012	0,008	0,011	0,015	0,020
35 Hz	0,051	0,044	0,037	0,030	0,023	0,016	0,010	0,004	0,001	0,005	0,008
37 Hz	0,038	0,034	0,029	0,024	0,019	0,014	0,010	0,007	0,004	0,004	0,005
39 Hz	0,030	0,027	0,024	0,020	0,017	0,014	0,011	0,009	0,007	0,006	0,006



Obrázek 6-2 FM činitel pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$

Tabulka 6-2 Hodnoty fázové deformace statorového proudu pro různé stavy ASM

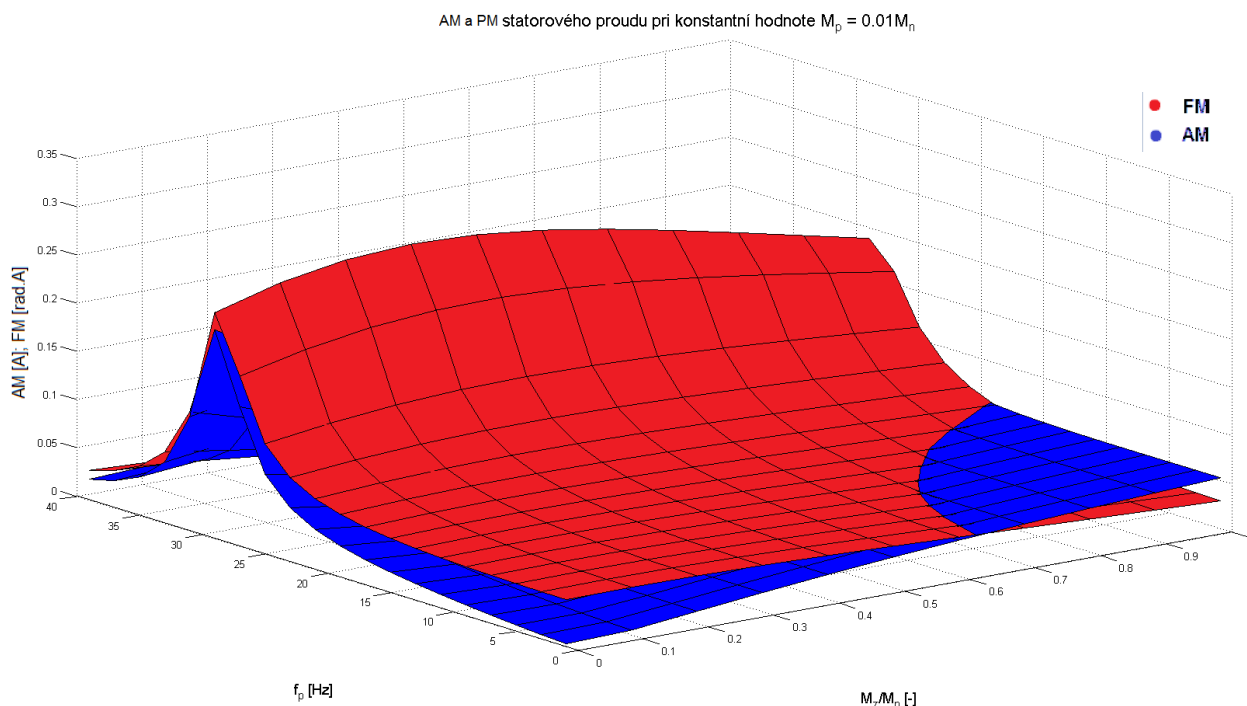
$\frac{M_z}{M_n} \backslash f_p$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1 Hz	0,049	0,049	0,049	0,047	0,045	0,042	0,040	0,037	0,034	0,031	0,028
3 Hz	0,049	0,049	0,049	0,047	0,045	0,043	0,040	0,037	0,034	0,031	0,028
5 Hz	0,049	0,050	0,049	0,048	0,046	0,043	0,041	0,038	0,035	0,032	0,029
7 Hz	0,050	0,050	0,050	0,049	0,047	0,045	0,042	0,039	0,036	0,033	0,031
9 Hz	0,051	0,052	0,051	0,050	0,048	0,046	0,043	0,041	0,038	0,035	0,033
11 Hz	0,052	0,053	0,053	0,052	0,050	0,048	0,046	0,043	0,040	0,038	0,035
13 Hz	0,054	0,055	0,055	0,055	0,053	0,051	0,049	0,046	0,043	0,041	0,038
15 Hz	0,056	0,058	0,059	0,058	0,057	0,055	0,053	0,050	0,047	0,045	0,042
17 Hz	0,060	0,062	0,063	0,063	0,062	0,060	0,058	0,056	0,053	0,050	0,048
19 Hz	0,065	0,068	0,070	0,070	0,069	0,068	0,066	0,063	0,061	0,058	0,055
21 Hz	0,073	0,077	0,080	0,081	0,081	0,079	0,077	0,075	0,072	0,069	0,066
23 Hz	0,087	0,093	0,097	0,099	0,099	0,098	0,096	0,093	0,090	0,087	0,083
25 Hz	0,114	0,123	0,129	0,133	0,134	0,133	0,131	0,127	0,122	0,117	0,112
27 Hz	0,176	0,191	0,202	0,207	0,208	0,206	0,200	0,192	0,182	0,172	0,161
29 Hz	0,234	0,252	0,264	0,268	0,265	0,258	0,246	0,233	0,218	0,203	0,188
31 Hz	0,118	0,131	0,141	0,148	0,151	0,151	0,149	0,145	0,140	0,134	0,128
33 Hz	0,063	0,071	0,079	0,084	0,087	0,088	0,088	0,087	0,086	0,084	0,081
35 Hz	0,039	0,045	0,051	0,054	0,057	0,058	0,059	0,059	0,058	0,057	0,056
37 Hz	0,027	0,032	0,036	0,039	0,041	0,042	0,042	0,043	0,042	0,042	0,041
39 Hz	0,021	0,024	0,027	0,029	0,031	0,032	0,032	0,032	0,032	0,032	0,031



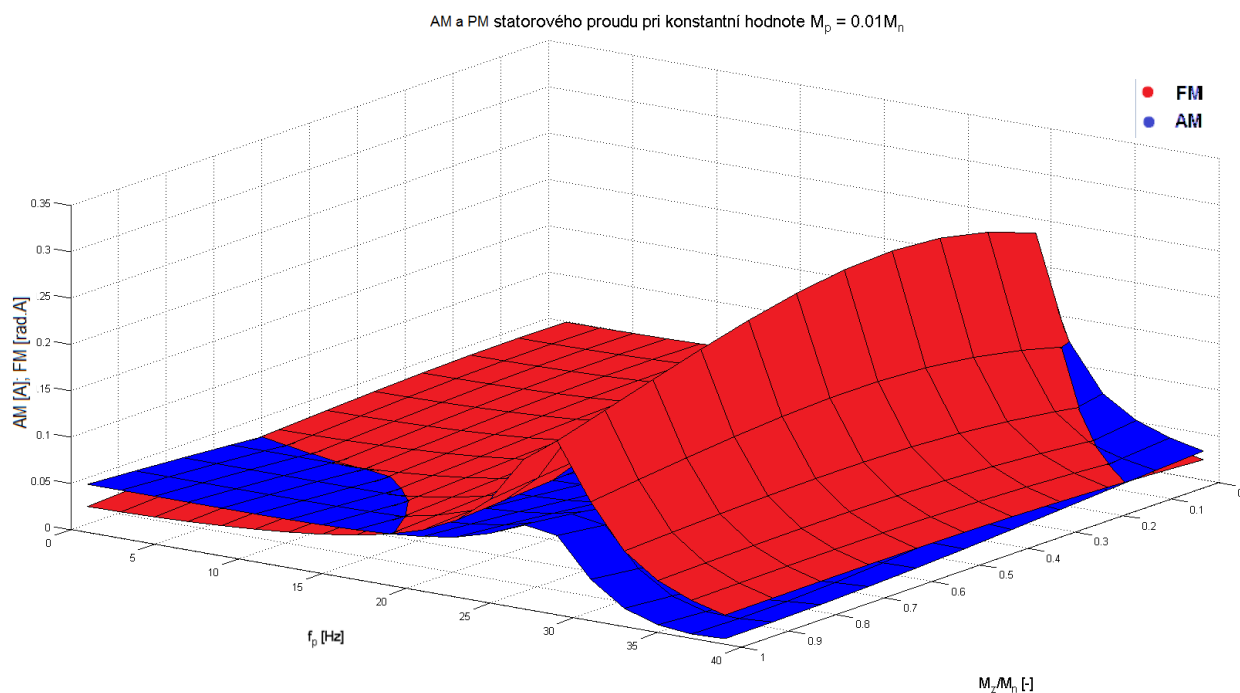
Obrázek 6-3 Fázové zpoždění mezi AM a FM činitelem pro ASM $P = 2,2$ kW

Tabulka 6-3 Hodnoty fázového posunutí mezi AM a FM pro různé stavy ASM

$f_p \backslash M_z/M_n$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
1 Hz	21,1°	12,8°	5,2°	3,5°	2,8°	2,5°	2,4°	2,5°	2,5°	2,7°	2,9°
3 Hz	46,0°	36,0°	15,7°	10,6°	8,5°	7,6°	7,3°	7,3°	7,6°	8,0°	8,7°
5 Hz	55,1°	54,7°	26,2°	17,7°	14,3°	12,7°	12,2°	12,1°	12,5°	13,2°	14,2°
7 Hz	57,8°	69,3°	36,8°	25,1°	20,1°	17,8°	16,9°	16,8°	17,2°	18,0°	19,2°
9 Hz	57,8°	81,1°	47,6°	32,7°	26,1°	23,0°	21,6°	21,3°	21,6°	22,5°	23,8°
11 Hz	56,4°	89,0°	58,5°	40,7°	32,3°	28,2°	26,3°	25,6°	25,8°	26,6°	27,9°
13 Hz	54,2°	80,2°	69,5°	49,3°	38,8°	33,5°	30,8°	29,8°	29,7°	30,3°	31,5°
15 Hz	51,4°	72,2°	80,5°	58,5°	45,8°	38,9°	35,4°	33,8°	33,3°	33,6°	34,6°
17 Hz	48,1°	64,7°	88,6°	68,6°	53,4°	44,7°	40,0°	37,6°	36,7°	36,6°	37,2°
19 Hz	44,4°	57,4°	77,6°	79,6°	61,9°	51,0°	44,8°	41,5°	39,8°	39,2°	39,4°
21 Hz	40,3°	50,4°	66,8°	88,5°	71,8°	58,1°	50,0°	45,3°	42,7°	41,5°	41,2°
23 Hz	35,8°	43,3°	56,2°	75,4°	83,4°	66,5°	55,7°	49,2°	45,5°	43,5°	42,6°
25 Hz	30,7°	36,1°	45,8°	61,7°	82,9°	76,9°	62,4°	53,5°	48,2°	45,1°	43,5°
27 Hz	25,0°	28,7°	35,6°	47,6°	66,5°	90,0°	71,1°	58,4°	50,8°	46,3°	43,7°
29 Hz	18,4°	20,8°	25,3°	33,6°	48,1°	70,8°	83,8°	64,7°	53,3°	46,8°	43,1°
31 Hz	10,8°	12,3°	15,0°	19,9°	28,9°	45,9°	74,9°	74,6°	55,8°	45,9°	40,6°
33 Hz	2,0°	3,0°	4,5°	6,8°	10,7°	18,5°	36,9°	80,5°	57,9°	41,0°	34,0°
35 Hz	-8,3°	-7,1°	-6,3°	-5,9°	-5,6°	-5,2°	-4,4°	-0,8°	51,5°	16,5°	14,6°
37 Hz	-20,0°	-18,1°	-17,5°	-18,1°	-19,9°	-23,3°	-29,5°	-41,3°	-66,3°	-70,4°	-37,3°
39 Hz	-32,7°	-29,9°	-29,0°	-30,0°	-32,7°	-37,3°	-44,4°	-54,7°	-68,6°	-85,7°	-76,4°

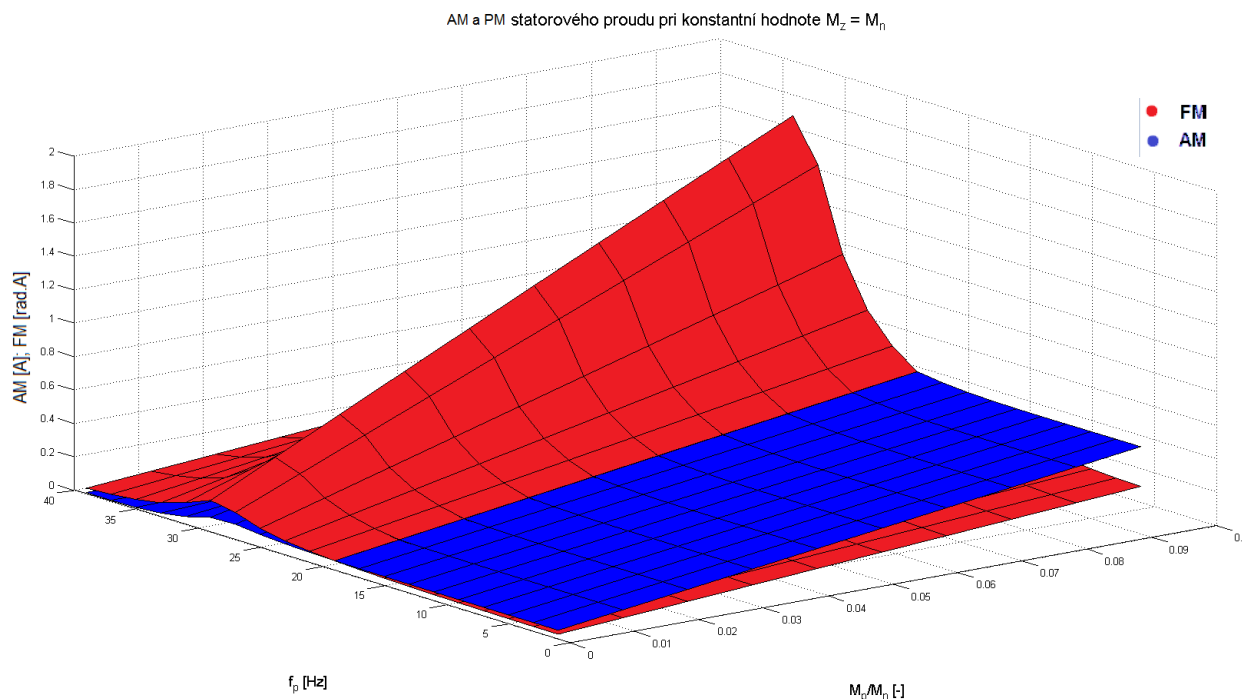


Obrázek 6-4 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ – 1. část

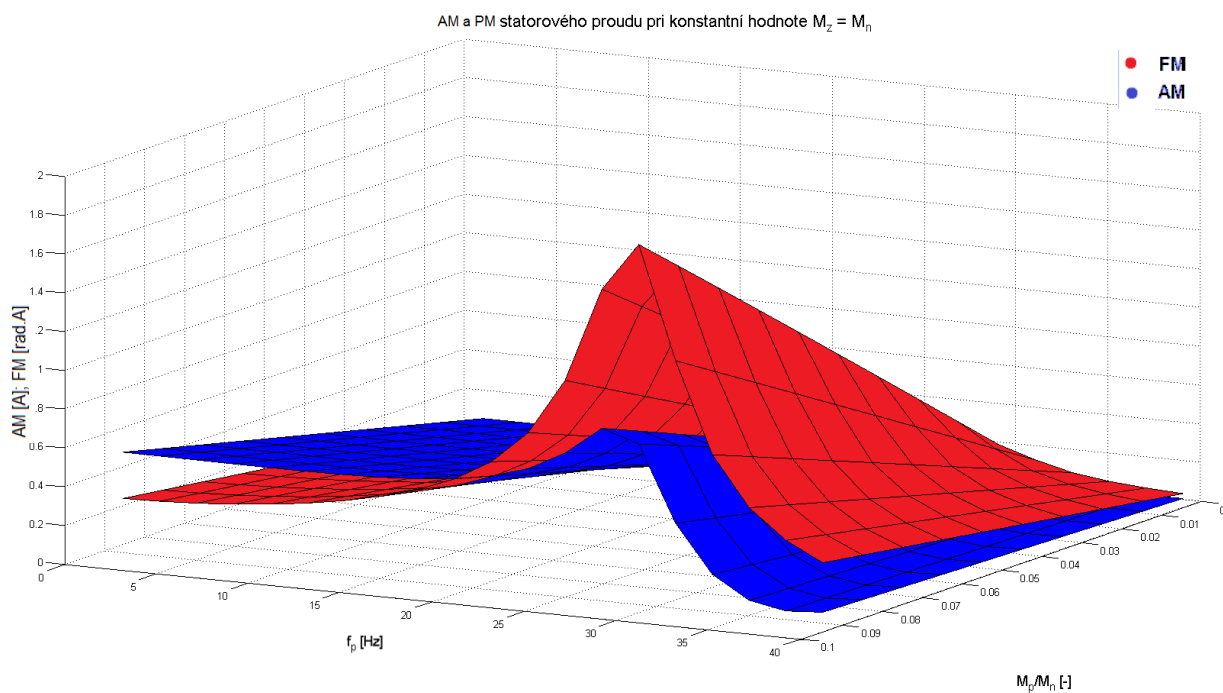


Obrázek 6-5 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM motor $P = 2,2 \text{ kW}$ – 2. část

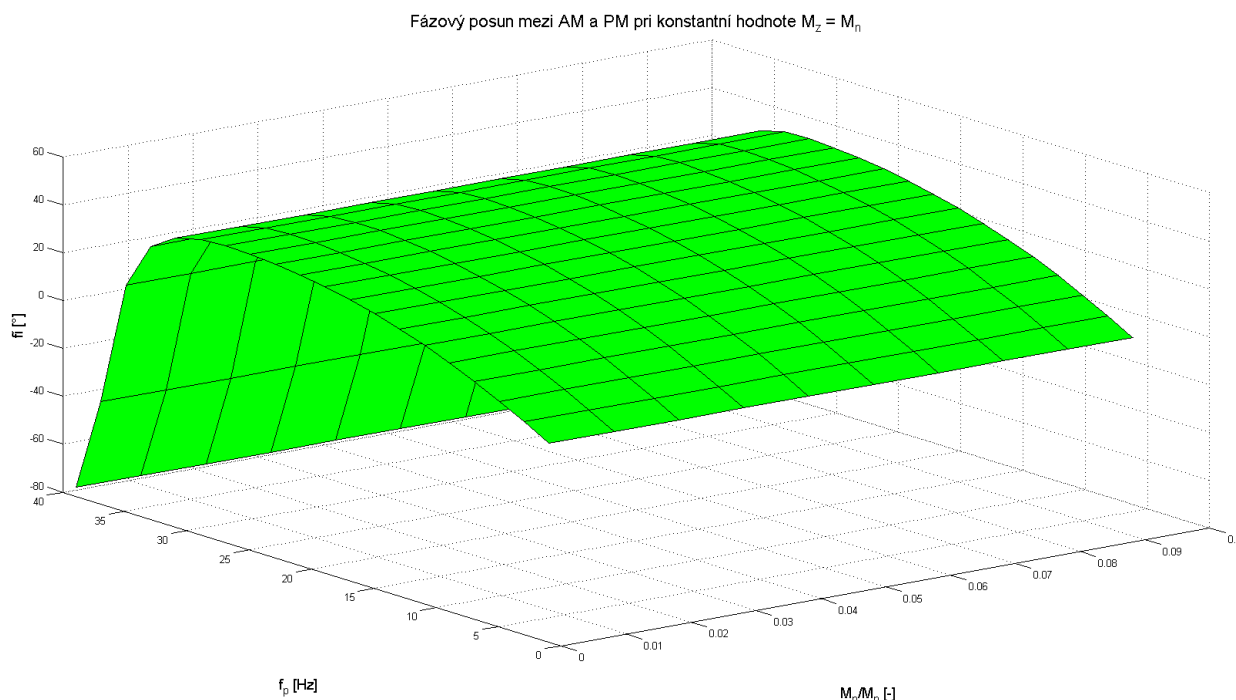
6.2 Simulace s konstantním jmenovitým zatížením ASM



Obrázek 6-6 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM motor $P = 2,2 \text{ kW}$ – 1. část



Obrázek 6-7 Porovnání AM a FM činitelů pro ASM motor $P = 2,2 \text{ kW}$ – 2. část



Obrázek 6-8 Fázové zpoždění mezi AM a FM činitelem pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$

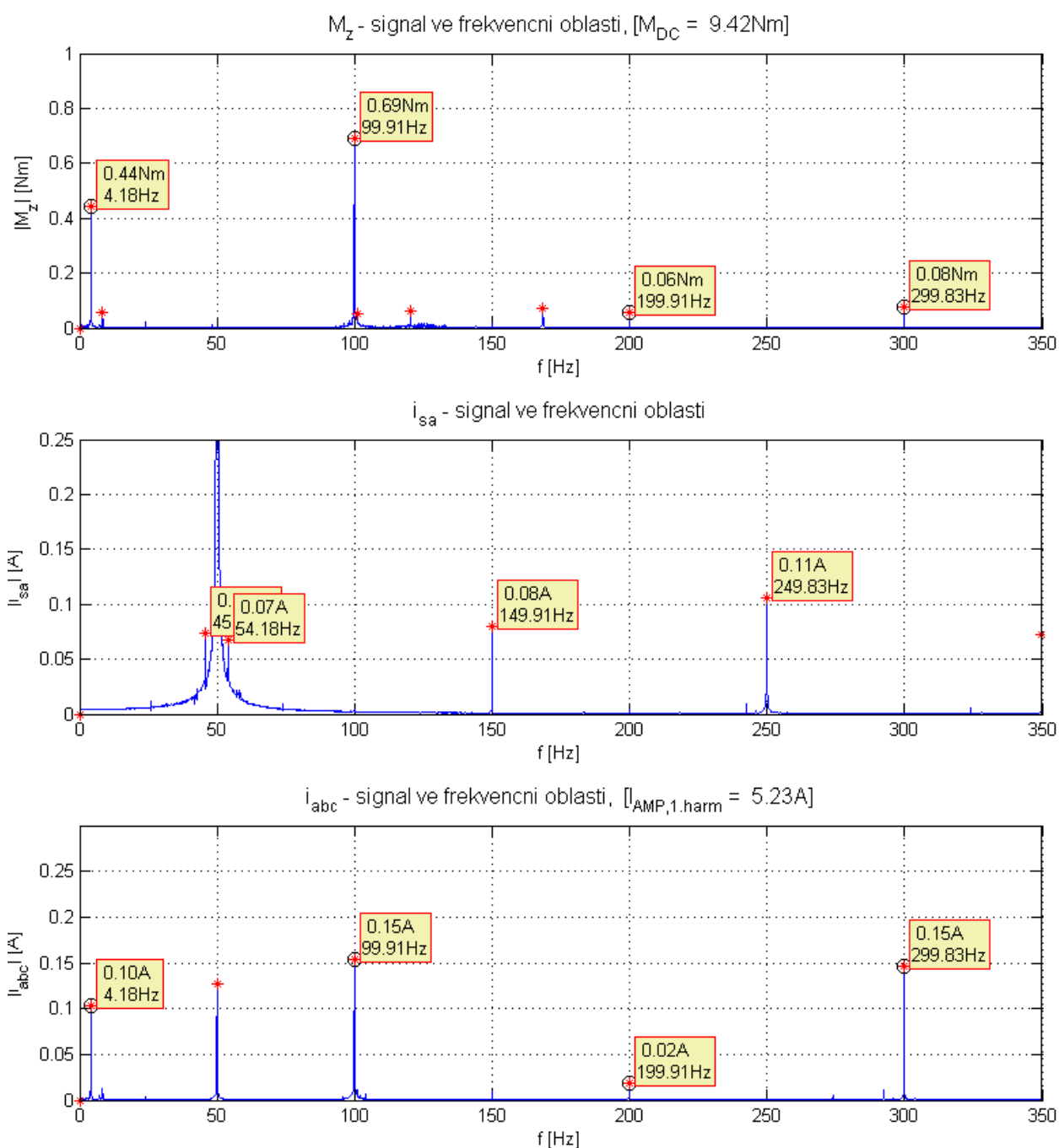
Pro úplné určení všech možných příkladů modulací statorových proudů od pulzujícího zátěžného momentu chybí určit už jen vztah modulací vůči velikosti maximální hodnoty M_p , s tím samozřejmě i charakter fázového posunutí AM a FM.

Tuto skutečnost zachycuje Obr. 6-6 – 6-8. Tyto tři grafy byly konstruovány při jmenovitém zatížení stroje. První dva z nich opět zachycují AM a FM z dvou různých pohledů, tak aby byla dokonale vidět jejich závislost. Při zvyšující se míře oscilací roste i míra amplitudového a fázového promodulování a to lineárně. Zvýšíme-li tedy amplitudu M_p 5x, hodnota AM i FM se také 5x zvýší. Charakteru těchto křivek odpovídá i graf vzájemného fázového posunutí modulací, který je při konstantním zatížení neměnný. Stejných závislostí by bylo dosaženo, kdyby křivky byly konstruovány pro jiný bod zatížení motoru.

Modulační křivky pro konstantní zatížení a různou míru amplitud oscilací M_p pro jiný ASM nejsou zobrazeny v příloze, tyto závislosti jsou stejné, lineární, pro každý ASM.

7 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

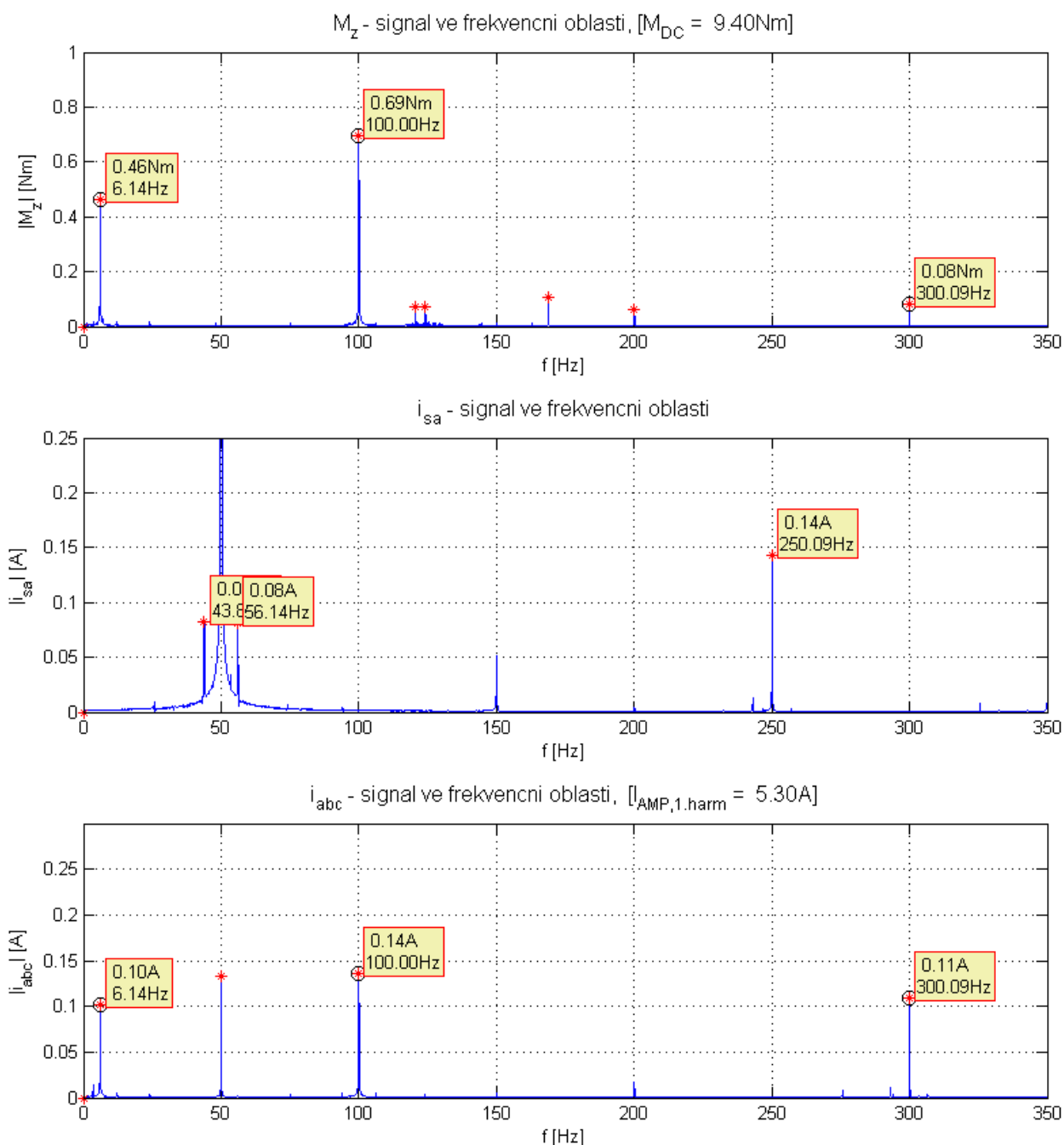
Následující část zobrazuje výsledky reálného měření na ASM o výkonu 2,2 kW s parametry uvedenými v kapitole 3, který byl zatěžován proměnným momentem. Jelikož většina ASM se nepoužívá v pásmu zatížení pod 50 % jeho jmenovité hodnoty, bylo pásmo reálného měření zvoleno až cca od 50% zatížení motoru. Při reálném měření motor poháněl hydrodynamické čerpadlo, které přečerpávalo vodu v hydraulickém systému, v němž byly uměle vyvolány tlakové pulzace na výtlaku čerpadla hydraulickým pulzátozem. Moment motoru byl snímán tenzometrickou hřídelí a fázové statorové proudy Rogowskými cívkami umístěných kolem napájecích vodičů ASM.



Obrázek 7-1 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [1. měření]

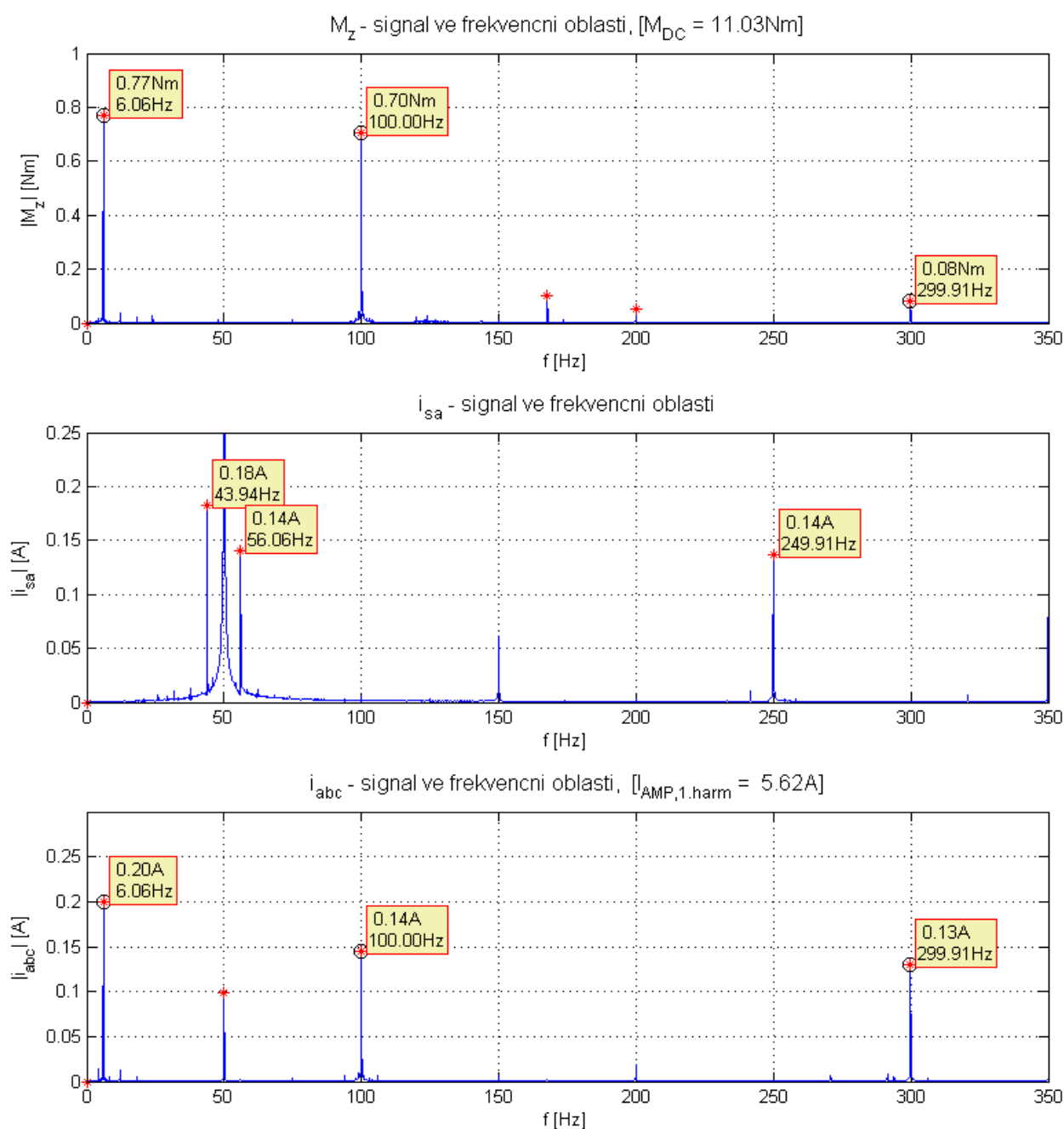
Bohužel nebylo možno proměřit celé frekvenční pásmo, které bylo zkoumáno v teoretické a simulační části, jelikož měření bylo limitováno možnostmi hydraulického pulzátoru, který dokázal cyklicky rovnoměrně pracovat jen do frekvence asi 12 Hz.

Uvedené grafy na Obr. 8.1 – 8.11 zobrazují vybraná data z měření na ASM od nižších zatížení až téměř po jmenovité zatížení stroje. Míra zvlnění zátěžného momentu od tlakových pulzací v hydraulickém systému dosahovala přibližně mezi 2 % – 5 % jmenovitého zatížení motoru, což odpovídá teoretickým předpokládaným hodnotám. Jejich frekvence byla volena náhodně v rozsahu 2 Hz – 12 Hz.



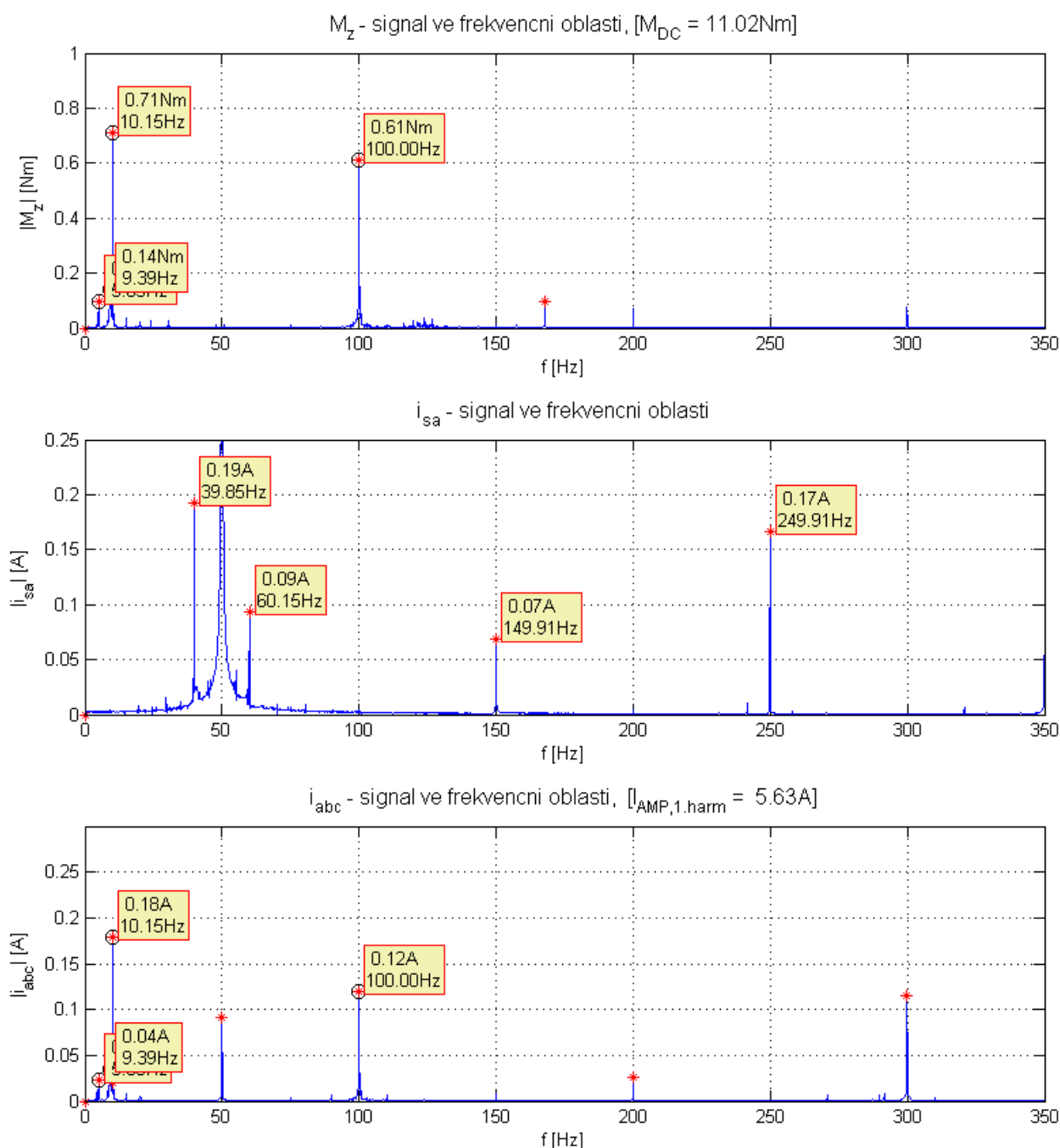
Obrázek 7-2 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [2. měření]

První z grafů vždy zobrazuje frekvenční spektrum momentu, který byl kladen ASM. Frekvenční spektrum zátěžného momentu obsahuje vždy DC složku respektující střední zátěžný moment ke stroji přivedený (na grafech vyfiltrován) a poté pík na kmitočtu 100 Hz odpovídající součinu napětí a proudu, který se ve frekvenční oblasti projevuje jako konvoluce dvou signálů a tudíž frekvenčními píky na kmitočtech rovnajících se rozdílu nebo součtu frekvencí těchto signálů. V různé míře se zde projevují i jejich 2. a 3. harmonické. V některých měřeních je zde obsažen pík na frekvenci cca 167 Hz (133 Hz). Při daném zatížení, otáčkách motoru a počtu lopatek hydrodynamického čerpadla tento lalok odpovídá lopátkové frekvenci. Nejdůležitější frekvenční lalok je ale hned ten první, jeho hodnota udává intenzitu a frekvenci přivedených oscilací.



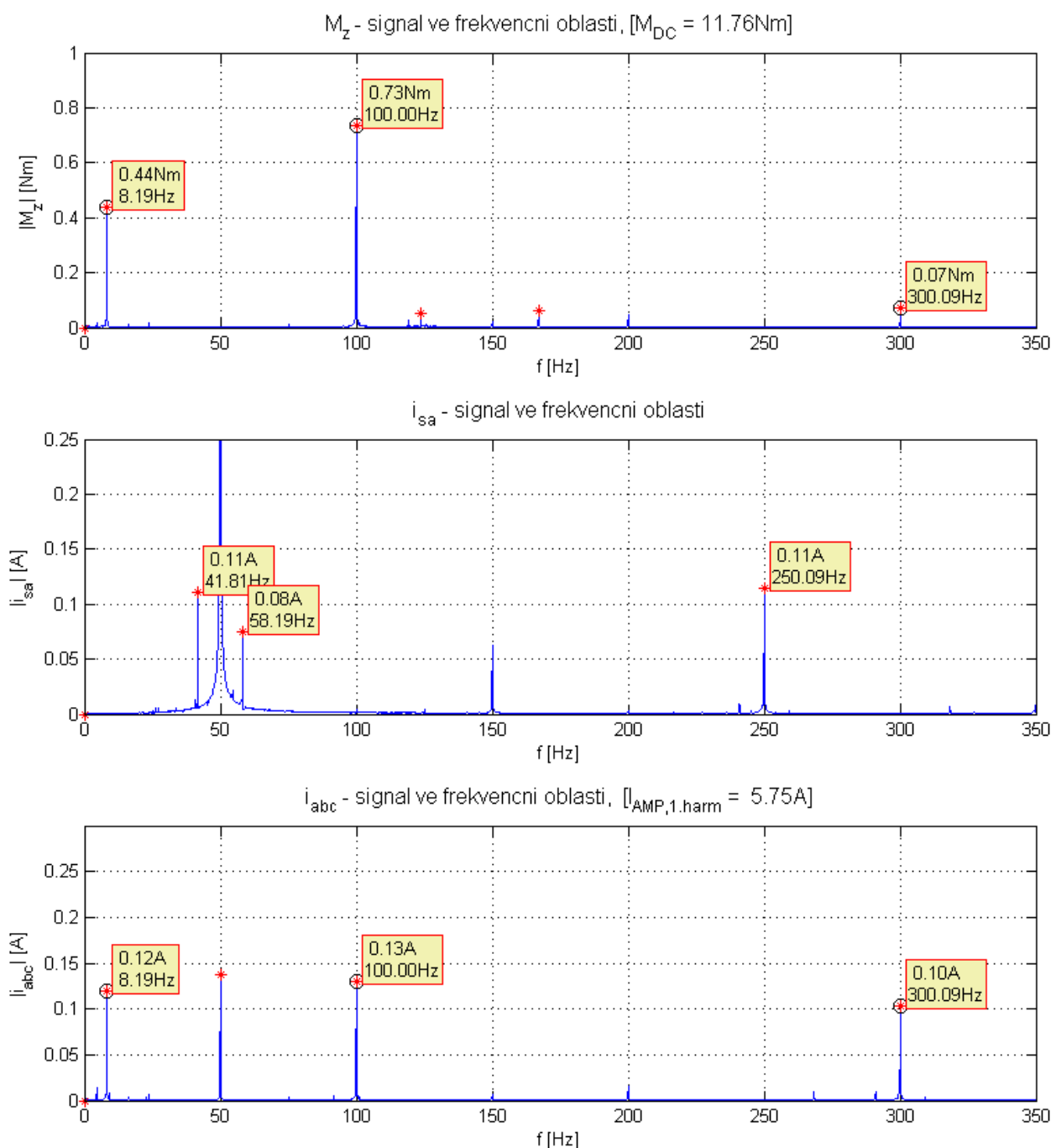
Obrázek 7-3 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [3. měření]

Druhý z grafů zobrazuje frekvenční spektrum statorového proudu ASM první fáze. Opět je zde k náhledu jen detail signálu, a tak není amplituda 1. harmonické na frekvenci 50 Hz zcela vidět. Z hlediska nesymetrie vinutí se zde objevuje i 5. popřípadě 7. harmonická, ale díky nasycenosti magnetického obvodu motoru se ve spektru též objevuje 3. harmonická. Oscilace zátěžného momentu se z teorie objevují nasuperponovány na základní harmonické – 50 Hz. Levá postranní složka má skutečně vždy větší amplitudu jak pravá postranní složka – důkaz spojitě amplitudo fázové modulace s rozdílnou fází mezi nimi. Rozdíl mezi laloky postranních složek se mění v závislosti na středním zatížení motoru. Při měření, kdy se projevila lopatková frekvence, byl tento fakt zaznamenán i v proudech na frekvencích 217 Hz a 117 Hz.



Obrázek 7-4 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2\text{ kW}$ [4. měření]

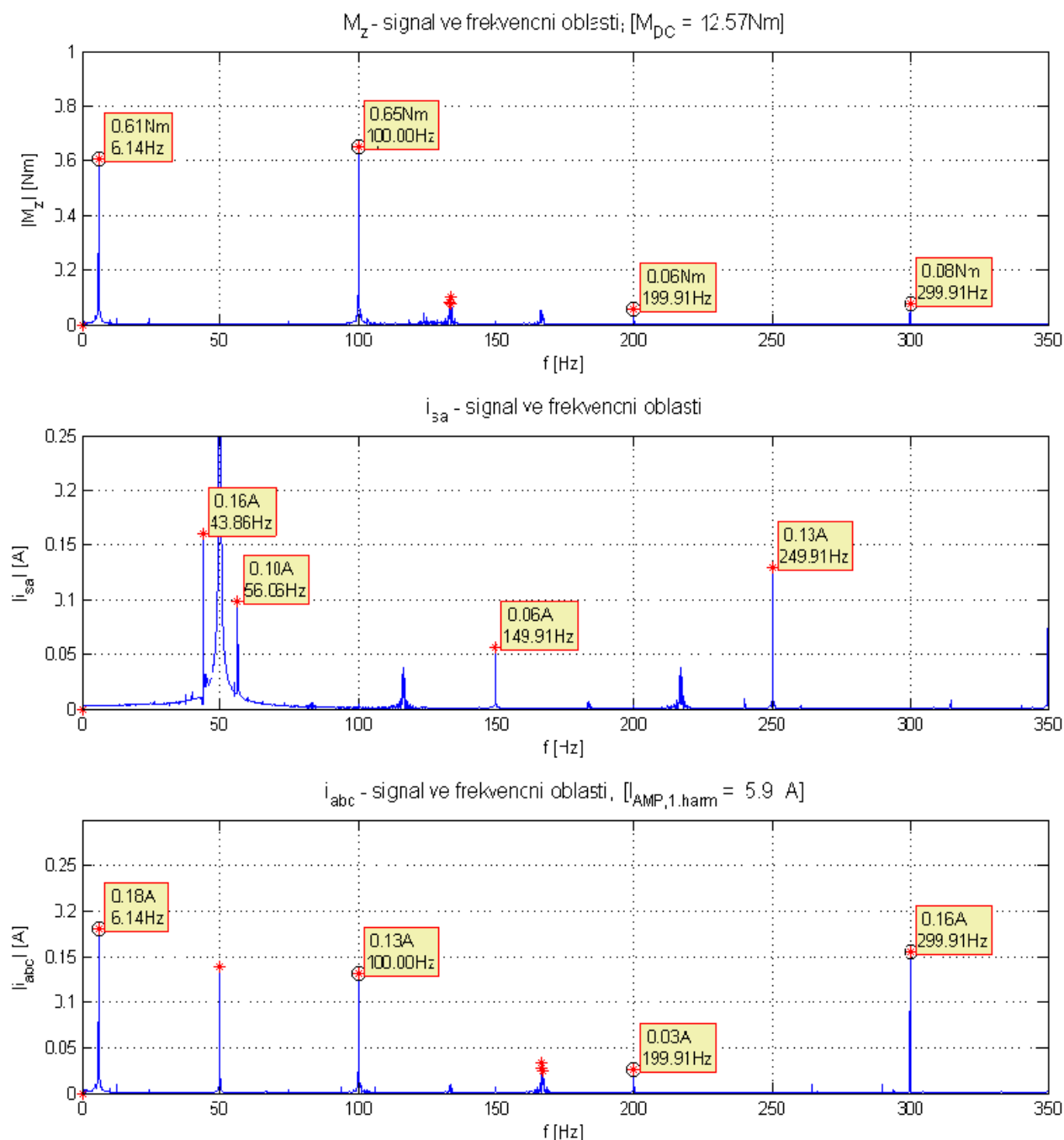
Posledním grafem vždy v uvedené trojici je spektrum amplitudově demodulovaného signálu statorových proudů stroje získaný algoritmem uvedeným v kapitole 3. Amplituda odfiltrované DC složky neodpovídá přesně amplitudě první harmonické ani jedné z fází, jelikož vinutí stroje nebylo dokonale symetrické, ovšem její hodnota nečiní velkou odchylku od skutečně měřených hodnot. Demodulací se odstraní nasuperponovanost frekvencí na základním kmitočtu a frekvenční obraz získá podobu momentového spektra. Objevují se zde píky 3., 5. a 7. harmonické, ovšem posunuty o -50 Hz níž. Na frekvenci rovnající se přivedeným oscilacím se nachází frekvenční složka, která je přímo úměrná amplitudě oscilací momentu. Na frekvenci 50 Hz se objevuje poslední pik vznikající demodulačním algoritmem v důsledku nesymetrie vinutí.



Obrázek 7-5 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro $ASM P = 2,2 kW$ [5. měření]

Všechny záznamy jsou uvedeny v absolutních jednotkách. Byly odfiltrovány DC složky momentů a proudů rovnající se střednímu zatížení stroje a zobrazen pouze detail tak, aby byly jednotlivé frekvenční složky rozeznatelné.

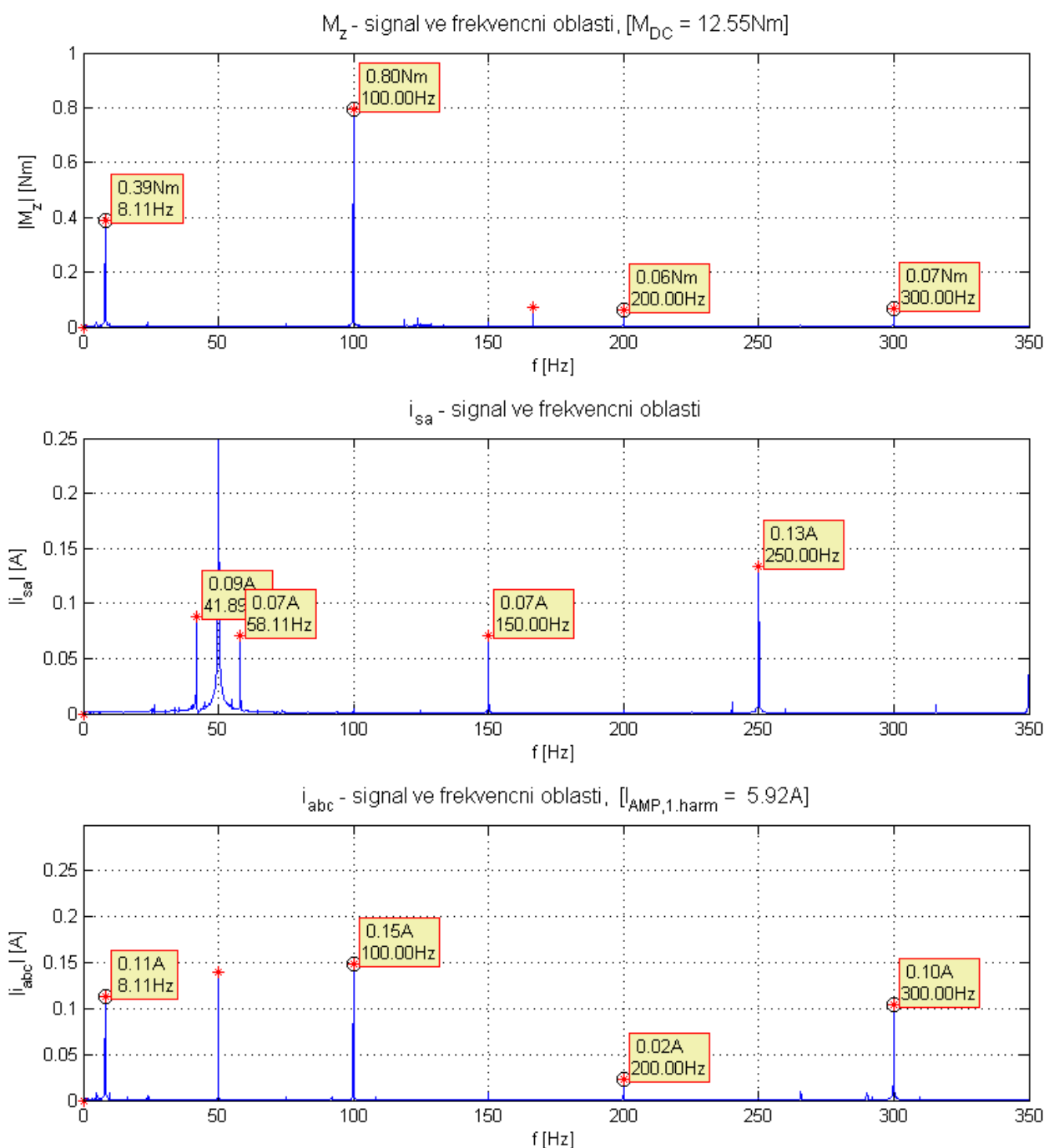
Porovnáním proudových signálů a znalosti efektivní hodnoty proudu odpovídající danému střednímu zatížení stroje, lze stanovit přesnou míru amplitudové modulae, fázové modulae a fáze mezi nimi, jakou je statorový proud ASM po přivedení oscilačního momentu deformován. Z frekvenčních charakteristik jen záznamu proudů je možno zpětně rekonstruovat frekvenční obraz zátěžného momentu a poté i jeho časový záznam.



Obrázek 7-6 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [6. měření]

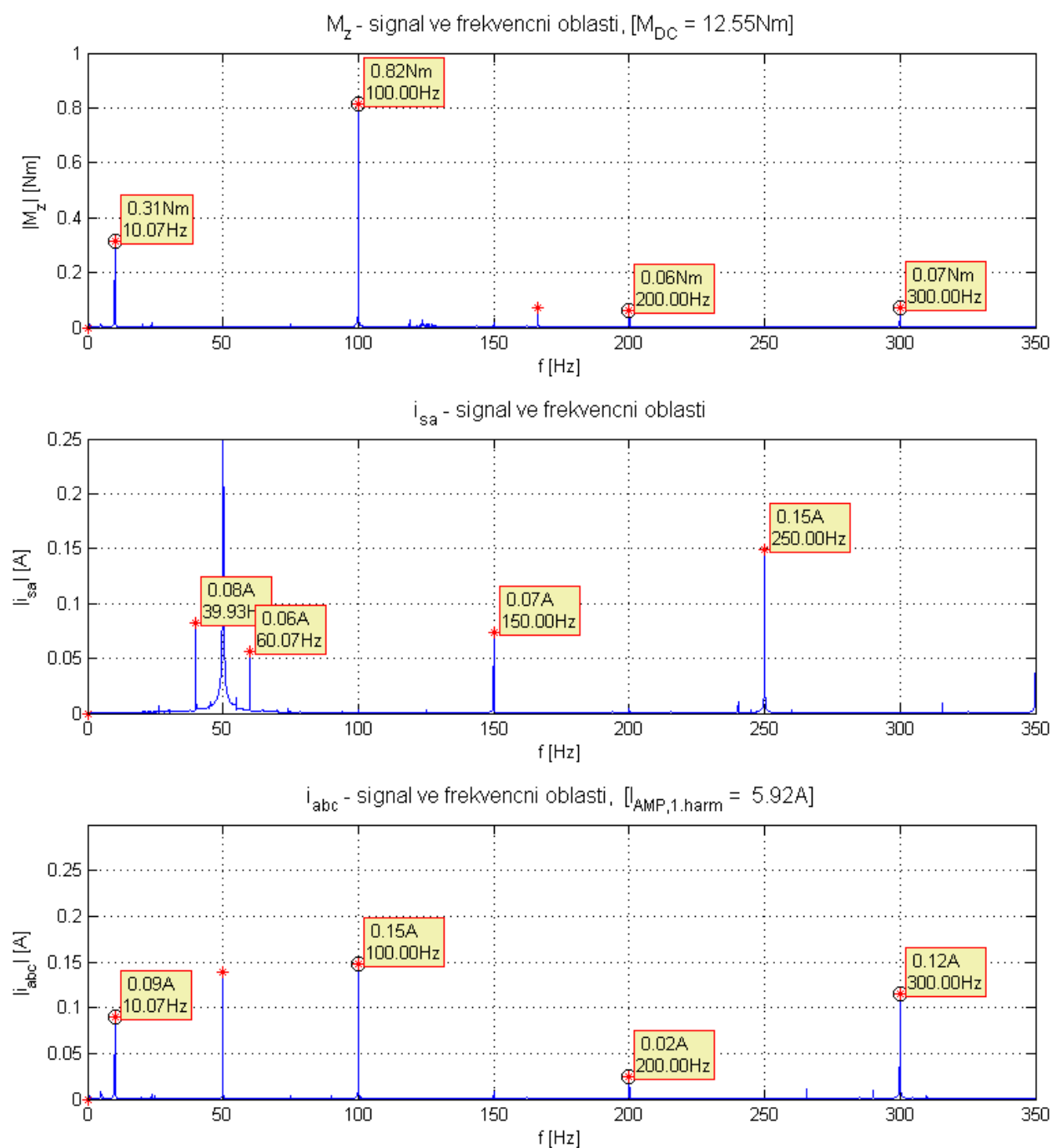
Všechny časové záznamy a zobrazená data byly zpracovány v programu Matlab 2013a. Frekvenční obrazy časových signálů byly získány algoritmem FFT, kterým tento program disponuje.

Ve frekvenčních spektrech proudu a momentu jsou nulovány složky nedosahující patřičné amplitudy, které mají bezvýznamný vliv na signál jako takový. Pokud by složky nebyly nulovány, docházelo by ke zhoršení čitelnosti záznamu a možnosti splynutí jednotlivých frekvenčních složek do jedné.

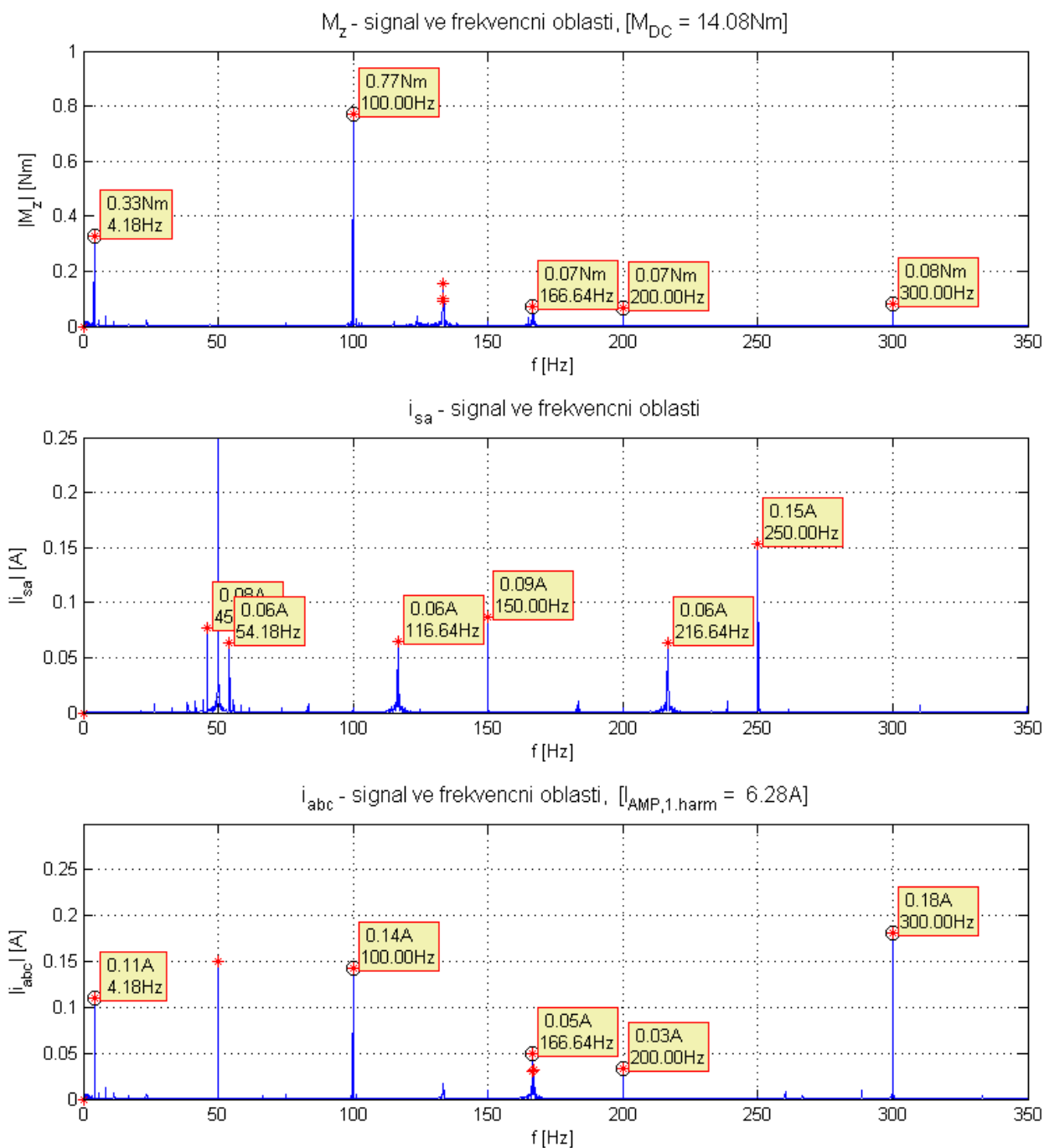


Obrázek 7-7 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro $ASM P = 2,2 \text{ kW}$ [7. měření]

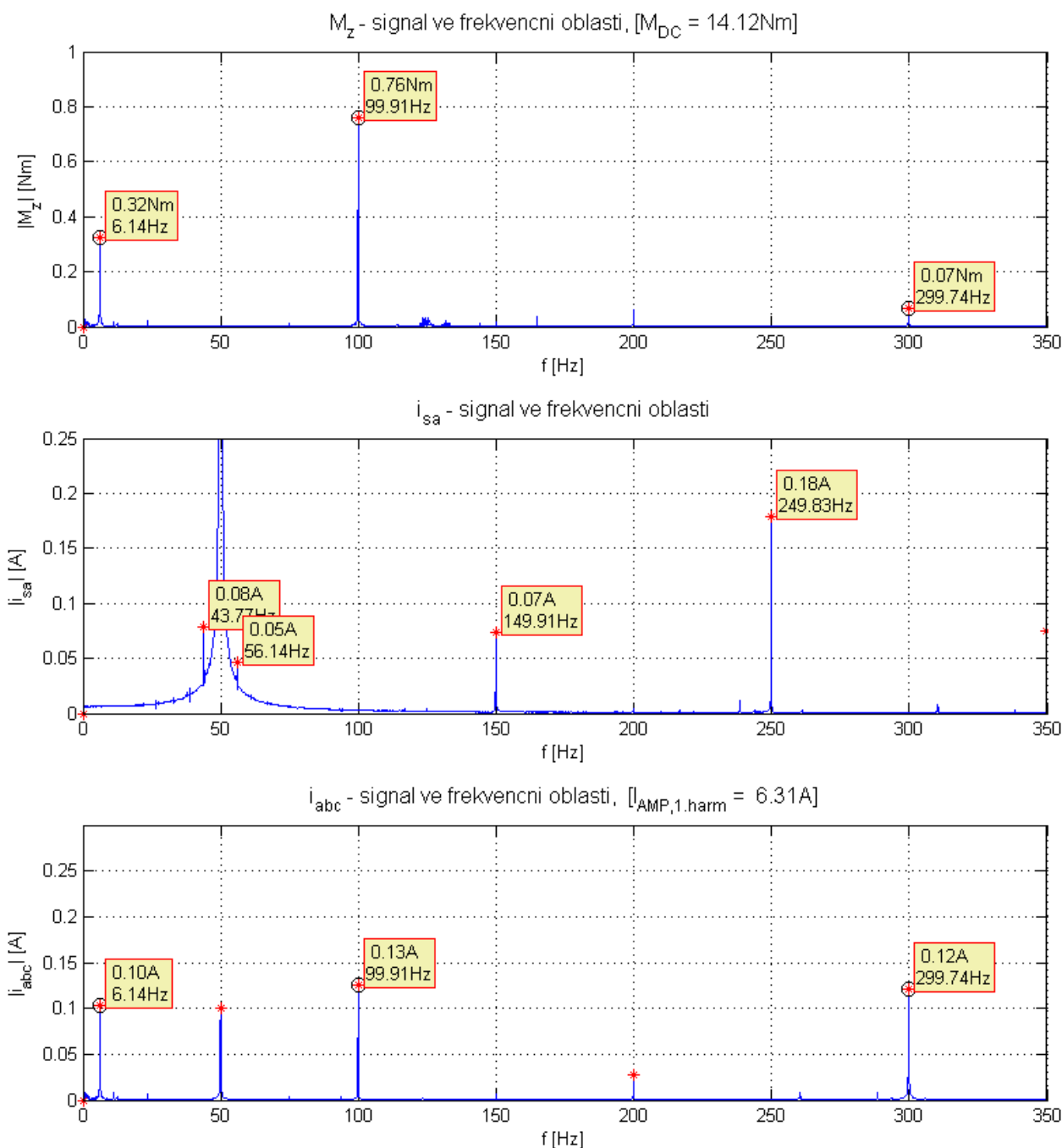
Nyní budou následovat data z dalších 4 vybraných měření. Všechna zde uvedená měření jsou shrnuta v tabulce 4 v kapitole 8, kde jsou navíc přidány další dva záznamy při nižším zatížení stroje.



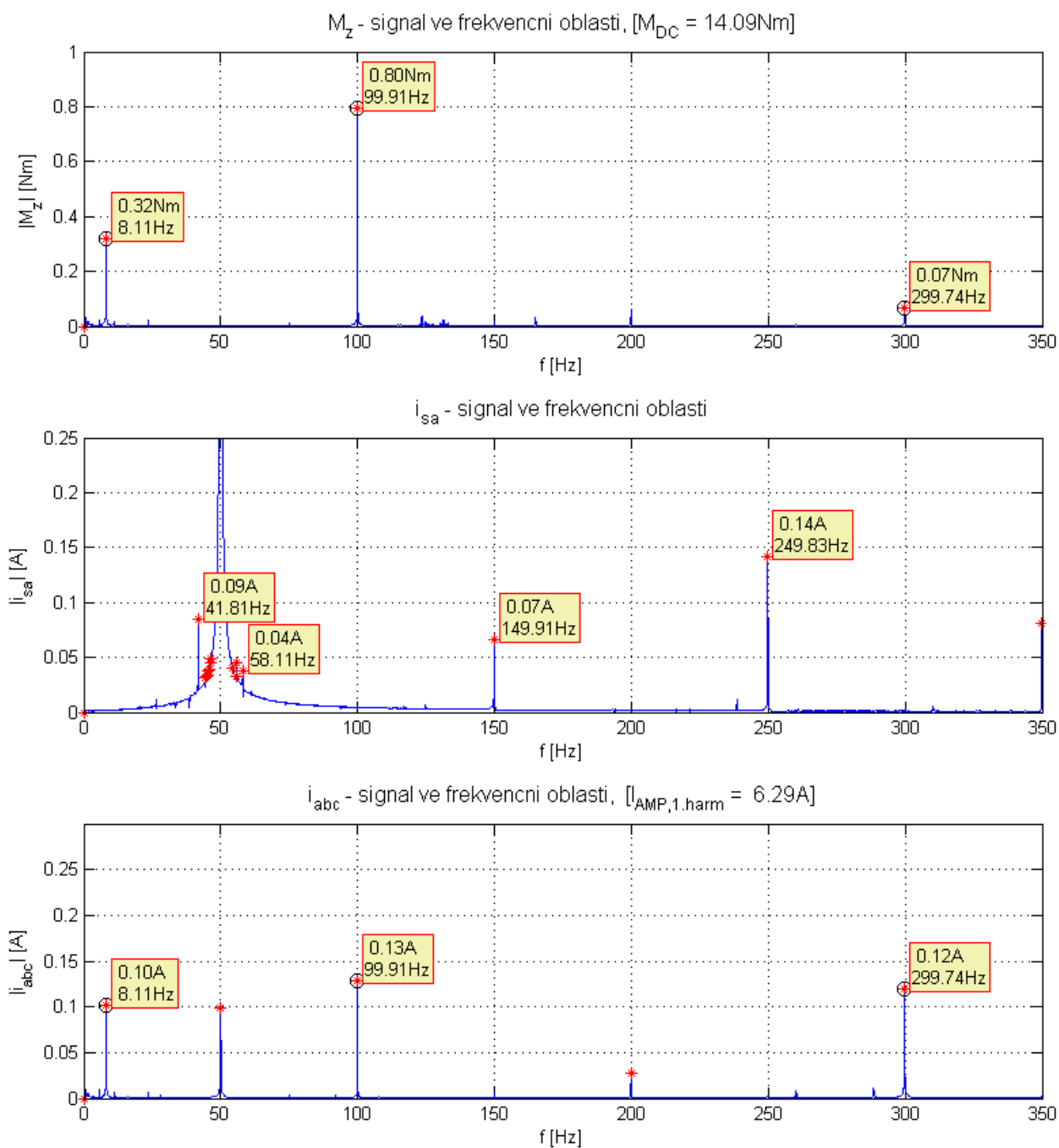
Obrázek 7-8 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro ASM $P = 2,2 \text{ kW}$ [8. měření]



Obrázek 7-9 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro $ASM P = 2,2 \text{ kW}$ [9. měření]



Obrázek 7-10 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro $ASM P = 2,2 \text{ kW}$ [10. měření]



Obrázek 7-11 Fourierovy spektra záznamů $m_z(t)$, $i_a(t)$, $i_{abc}(t)$ pro $ASM P = 2,2\text{ kW}$ [11. měření]

8 VYHODNOCENÍ

Tabulka 8-1 Hodnoty AM a FM statorových proudů ASM – reálné měření

Nastavení			Změřeno + vypočet					
M_z	M_p	f_p	I_f	I_L	I_p	α_{AM}	θ_{FM}	ϕ_{AF}
Nm	Nm	Hz	A	A	A	A	rad	°
8,55	0,66	6,00	5,12	0,17	0,14	0,13	0,28	14,64
8,57	0,82	8,00	5,18	0,19	0,17	0,17	0,32	7,65
9,42	0,44	4,00	5,23	0,08	0,07	0,10	0,11	11,83
9,40	0,46	6,00	5,30	0,08	0,07	0,10	0,11	7,68
11,03	0,77	6,00	5,62	0,18	0,14	0,20	0,25	14,65
11,02	0,71	10,00	5,63	0,19	0,10	0,18	0,23	37,30
11,76	0,44	8,00	5,75	0,11	0,08	0,12	0,14	20,25
12,57	0,61	6,00	5,91	0,16	0,10	0,18	0,20	26,10
12,55	0,39	8,00	5,92	0,09	0,07	0,11	0,12	14,29
12,55	0,31	10,00	5,92	0,08	0,06	0,09	0,10	21,06
14,08	0,33	4,00	6,28	0,08	0,06	0,11	0,09	16,64
14,12	0,32	6,00	6,31	0,08	0,05	0,10	0,09	26,21
14,09	0,32	8,00	6,29	0,09	0,05	0,10	0,10	35,34

Tabulka 8-2 Hodnoty AM a FM statorových proudů ASM – výpočet ze simulací

Nastavení			Výpočet z křivek pro AM, PM a ϕ_{AF}					
M_z	M_p	f_p	I_f	I_L	I_p	α_{AM}	θ_{FM}	ϕ_{AF}
Nm	Nm	Hz	A	A	A	A	rad	°
8,55	0,66	6,00	4,850	0,133	0,103	0,151	0,184	14,695
8,57	0,82	8,00	4,860	0,173	0,124	0,187	0,236	19,542
9,42	0,44	4,00	5,060	0,086	0,072	0,115	0,109	9,724
9,40	0,46	6,00	5,060	0,094	0,073	0,113	0,123	14,458
11,03	0,77	6,00	5,490	0,160	0,124	0,213	0,191	14,541
11,02	0,71	10,00	5,480	0,163	0,107	0,196	0,192	23,475
11,76	0,44	8,00	5,690	0,097	0,069	0,127	0,109	19,373
12,57	0,61	6,00	5,930	0,146	0,100	0,185	0,169	21,114
12,55	0,39	8,00	5,930	0,087	0,063	0,118	0,095	17,936
12,55	0,31	10,00	5,930	0,075	0,049	0,094	0,085	23,912
14,08	0,33	4,00	6,410	0,074	0,058	0,108	0,077	14,714
14,12	0,32	6,00	6,420	0,074	0,052	0,105	0,073	21,352
14,09	0,32	8,00	6,410	0,079	0,050	0,104	0,081	26,074

V Tab. 8-1 jsou shrnuta uvedená data z měření. Pro potřeby porovnání byla sestavena Tab. 8-3 vycházející z poznatků získaných ze simulací, kdy pro stejná nastavení oscilačních průběhů momentů byly z křivek pro amplitudový modulační činitel, fázový modulační činitel a křivky popisující jejich vzájemné posunutí pro ASM (kapitola 7) získány teoretické modulace fázového statorového proudu.

Po vyjádření relativních chyb, kdy jako vztažné hodnoty byly uvažovány hodnoty získané z reálného měření, je patrné, že pro více zatížený stroj jsou výsledné odchylky menší, přesto zde dochází k relativním chybám okolo 5 % u δI_L a δI_P . To je bohužel způsobeno nepřesností měřidel, kdy pro experiment nebyly použity přesnější měřidla a dále neznámou hodnotou setrvačného momentu hydrodynamického čerpadla. Celkový setrvačný moment rotujících částí soustrojí byl tedy navýšen jen odhadem s možnou teoretickou hodnotou. Jelikož ale veškeré další parametry hodnotící míru modulace statorového proudu vychází z velikostí postranních složek – I_L a I_P , jsou další relativní chyby touto skutečností umocněny.

Odchylky obecně vzrůstají s odlehčováním stroje, tento jev není ale způsoben nepřesnostmi měřidel. Jev vzniká v důsledku zjednodušení simulačního matematického modelu pro ASM, kdy je celý model sestaven s konstantními parametry náhradního ekvivalentního obvodu. V praxi se ale parametry motoru při různých hodnotách zatížení mění. Proto pro správnou analýzu by bylo potřeba zjistit parametry stroje pro všechna možná zatížení stroje, nebo zjistit parametry stroje pro bod předpokládaného trvalého zatížení motoru. V této práci byly parametry stroje odhadnuty pro oblast jmenovitého zatížení, což koresponduje s faktem menších odchylek simulací vůči měření právě při tomto zatížení.

8.1 Porovnání výsledků

Tabulka 8-3 Relativní chyby simulačních výsledků vůči reálným datům

Nastavení			Relativní chyby				
M_z	M_p	f_p	δI_L	δI_P	δAM	δAM	$\delta \phi_{AF}$
Nm	Nm	Hz	%	%	%	%	%
8,55	0,66	6,00	21,82	26,36	15,77	34,91	0,37
8,57	0,82	8,00	8,74	27,24	9,88	25,68	155,30
9,42	0,44	4,00	7,00	11,08	15,20	2,46	17,82
9,40	0,46	6,00	17,00	3,71	13,20	10,01	88,27
11,03	0,77	6,00	11,11	11,43	6,70	24,57	0,77
11,02	0,71	10,00	13,10	12,21	6,63	17,27	37,07
11,76	0,44	8,00	12,09	10,65	2,74	24,03	4,31
12,57	0,61	6,00	8,75	0,30	2,78	14,25	19,11
12,55	0,39	8,00	3,89	9,43	7,27	19,18	25,56
12,55	0,31	10,00	6,25	11,09	0,86	15,79	13,56
14,08	0,33	4,00	7,50	3,50	1,82	12,90	11,58
14,12	0,32	6,00	7,50	3,60	4,60	16,97	18,52
14,09	0,32	8,00	9,20	11,33	4,30	15,09	26,21

9 ZÁVĚR

Hlavním cílem této práce bylo seznámení s možností analýzy rotorové dynamiky ASM ze spektrálního rozboru statorových proudů motoru a posunutí tak oboru zabývajícího se diagnostikou elektrických strojů a pohonů o krok dále. Studie této práce není zaměřena na diagnostiku přímo ASM, ale na možnou diagnostiku připojených zátěží, kterou ASM pohání, právě z rozboru rotorové dynamiky samotného motoru.

Hned v úvodu je vysvětlena provázanost jednotlivých veličin ASM mezi sebou a dokázáno, že oscilační zátěžný moment přivedený k ASM se projevuje spojitě amplitudou fázovou modulací statorových proudů, což je po převedení časových záznamů proudů do frekvenční oblasti, z které se v dnešní době běžně provádí diagnostika samotného motoru, interpretováno nestejnou velikostí postranních složek nasuperponovaných na základní harmonické. Bohužel nestejnorodost vedlejších kmitočtových pásem znemožňuje přesné zpětné určení deformace statorového proudu motoru v čase. Proto je pouhé porovnání magnitud postranních složek s velikostí první harmonické nedostačujícím kritériem pro analýzu rotorové dynamiky motoru, která může být výchozím podkladem pro diagnostiku připojené zátěže.

V práci je záznam statorového proudu zrekonstruován pomocí obecného amplitudově a fázově modulovaného signálu. Jsou zde vysvětleny demodulační postupy, kdy jsou od sebe odděleny jednotlivé vlivy amplitudové a fázové modulace a z matematického modelu konkrétního ASM v kapitole 7 jsou odvozeny modulační křivky statorových proudů pro AM a FM statorového proudu po přivedení oscilujícího zátěžného momentu k tomuto motoru. Tyto křivky nelze získat obecně pro jakýkoli ASM. Pro jejich konstrukci je potřeba přesně identifikovat daný motor a znát jeho rozsah zatížení.

Nakonec bylo provedeno reálné měření na ASM, který odpovídá modelu motoru o parametrech použitých v simulacích. Motor byl zatížen proměnným zátěžným momentem, kdy byla zkoumána deformace statorových proudů. Z analýzy časových průběhů byly získány modulační koeficienty a porovnány s teoreticky získanými hodnotami. Z dosažených výsledků je patrné, že rotorovou dynamiku lze s určitou přesností opravdu prakticky vyhodnocovat z měření statorových proudů. Je ale nutné zajistit dostatečnou přesnost měřidel proudu a znát dokonale matematický model použitého motoru v oblastech jeho použití.

V praxi je možno tuto studii aplikovat při diagnostice zátěží, které za běžného provozu pracují s konstantním zátěžným momentem, a při poruchovém stavu se objevuje pulzující zátěžný moment. Typickými příklady mohou být hydrodynamická čerpadla nebo šroubové kompresory, jimž jako pohon slouží asynchronní motor.

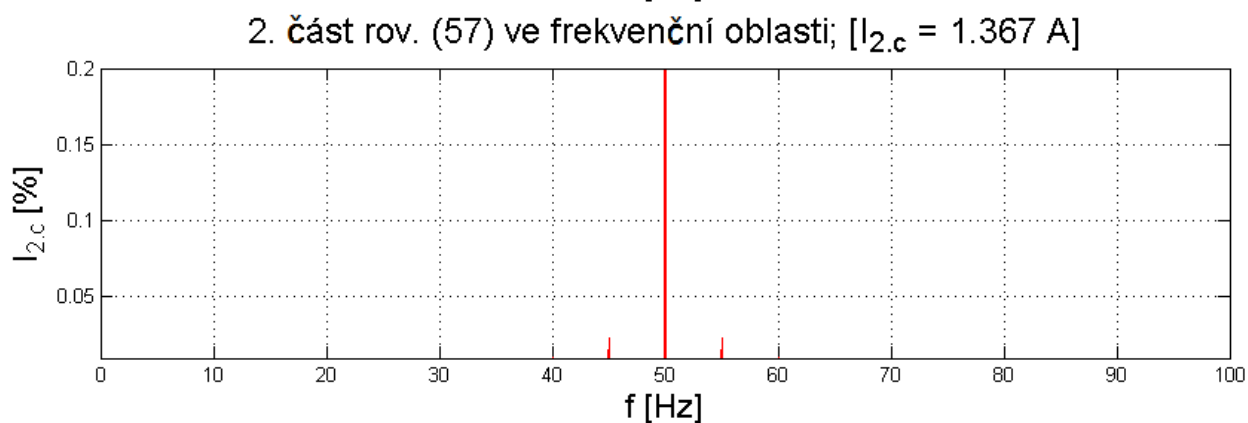
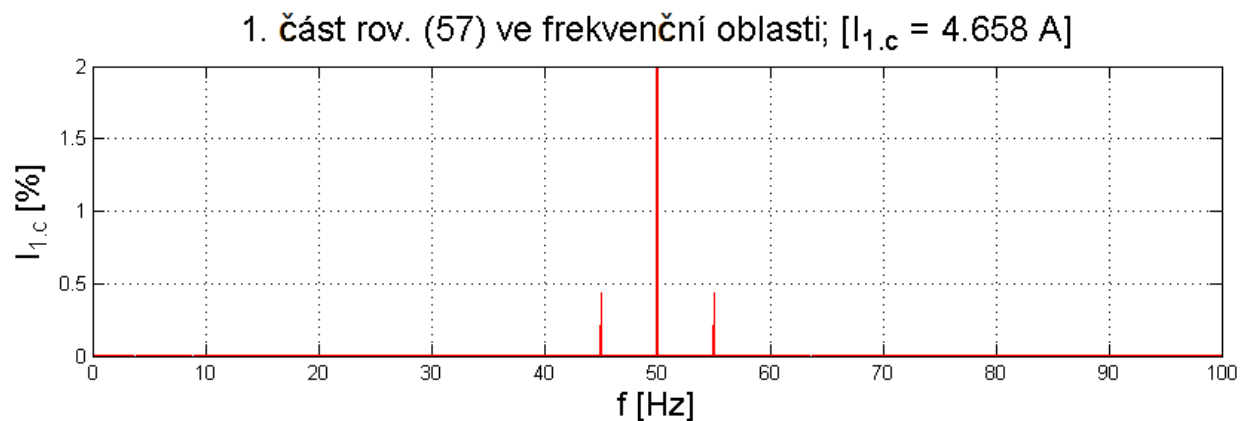
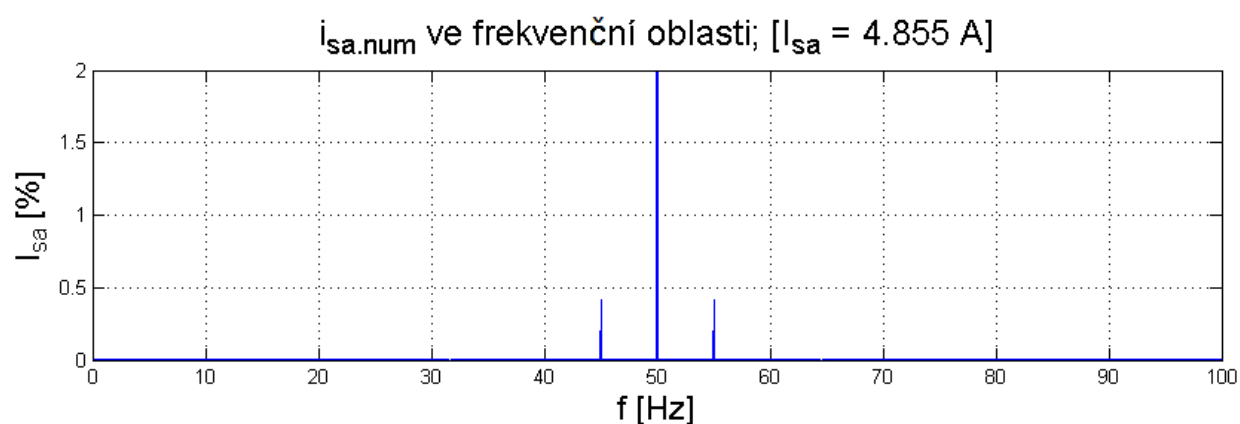
LITERATURA

- [1] JAKSCH, Ivan. *Metody diagnostiky indukčních motorů*. In: [online]. [cit. 2014-10-24]. Dostupné z: http://www.rss.tul.cz/download/tdg/P10_diag_motoru_ESF.pdf
- [2] PETROV, G. *Elektrické stroje 2: Asynchronní stroje-synchronní stroje*. 2. vyd. Praha: Academia, 1982, 728 s. ISBN 21-055-82.
- [3] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Dynamika elektromechanických soustav*. vyd. Brno: FAKULTA ELEKTRONIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ, 2013, 70 s.
- [4] KLÍMA, Bohumil. *Střídavé pohony*. vyd. Brno: FAKULTA ELEKTRONIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ, 98 s.
- [5] BLÖDT, Martin. *Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives: Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation*. 2006. Disertační práce. Institut national polytechnique de Grenoble. Vedoucí práce Jean Faucher.
- [6] TŮMA, Jiří. *Signal processing*. 1. vyd. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2009, 1 CD-ROM. ISBN 978-80-248-2114-6.
- [7] LIŠKA, Jindřich. *Zpracování signálů pro diagnostiku a jeho aplikace*. vyd. ZČU v Plzni, 2010.
- [8] A.E. FITZGERALD, A.E.Charles Kingsley. *Electric machinery*. 7th ed. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2013. ISBN 00-733-8046-6.
- [9] CHMELÍK, Karel. *Vyšší harmonické a diagnostika asynchronních motorů*. vyd. Ostrava: VŠB FE, 1992, 82 s.
- [10] SKALICKÝ, Jiří. *Teorie řízení*. vyd. Brno: FAKULTA ELEKTRONIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ, 2002, 113 s.
- [11] ALEXANDROVITZ, A. a S. LECHTMAN. Dynamic behaviour of induction motor based on transfer-function approach. In: *17th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel* [online]. 1991 [cit. 2015-04-07]. DOI: 10.1109/eeis.1991.217702.
- [12] ONG, Chee-Mun. *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR, c1998, xv, 626 p. ISBN 01-372-3785-5.
- [13] MELICHAR, Jiří. *Lineární systémy 1*. vyd. ZČU Plzeň: FAKULTA APLIKOVANÝCH VĚD, 2010, 124 s.
- [14] SOCIETY, sponsored by IEEE Power Engineering. *2005 IEEE Power Engineering Society General Meeting June 12-16, 2005 [San Francisco, Calif.]*. Piscataway, N.J.: IEEE, 2005. ISBN 07-803-9157-8.
- [15] Patočka, M., Běloušek, J.: *Identifikace parametrů asynchronního motoru*, EPVE 06, VUT FEKT, 2006.

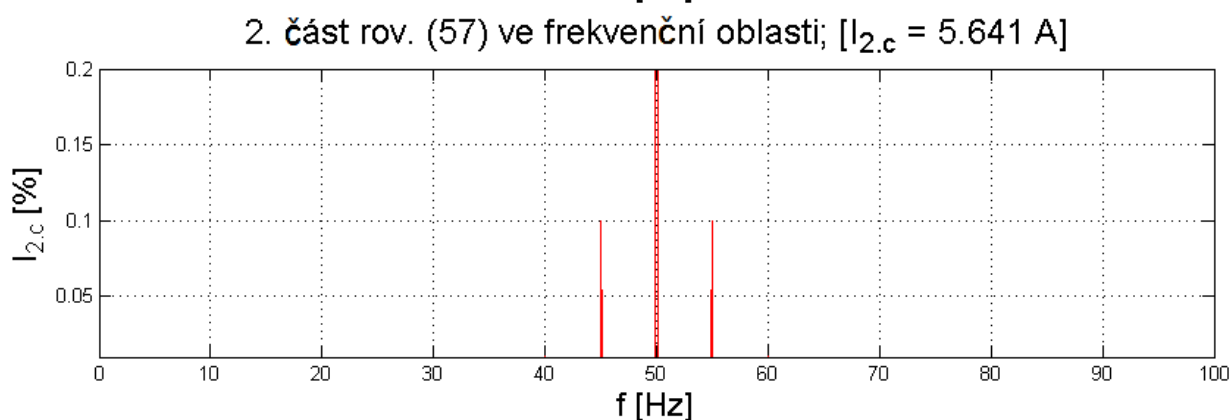
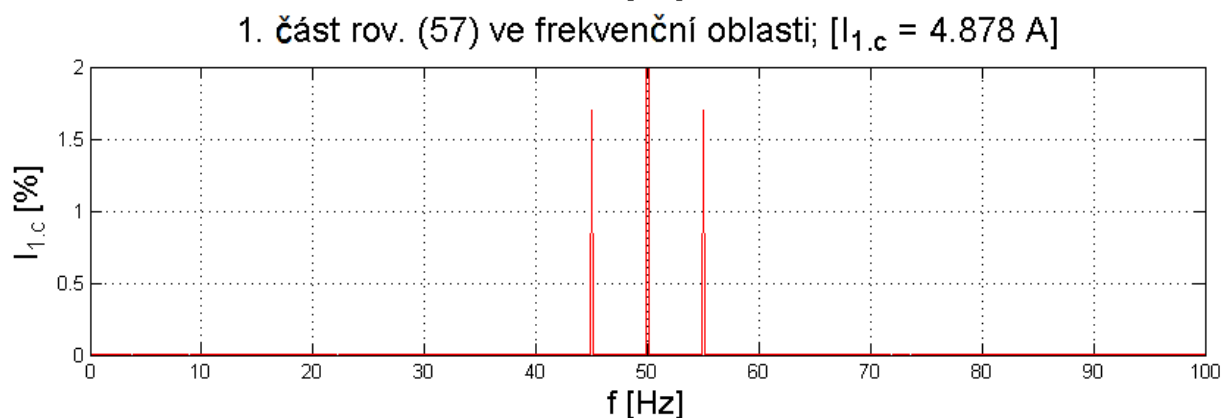
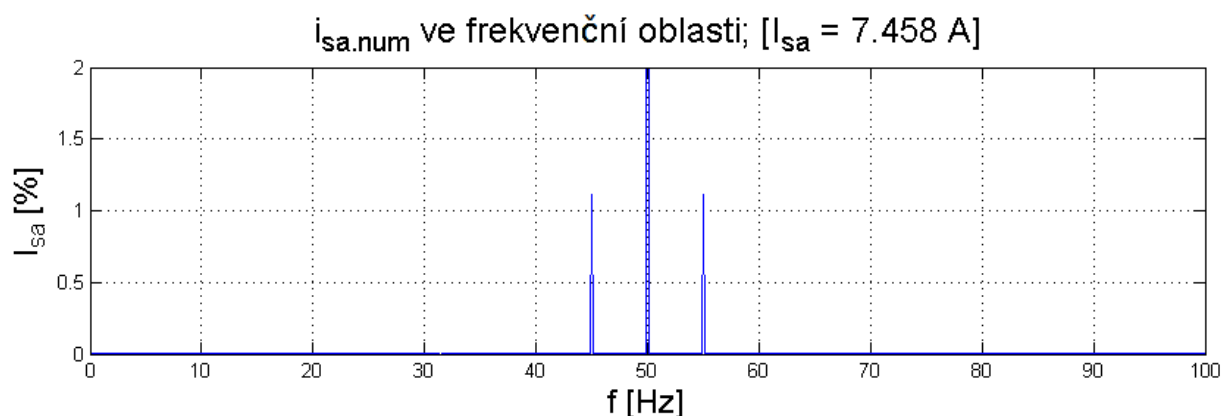
PŘÍLOHY

Příloha 1

Frekvenční spektrum rov. (2.25) a jejich dílčích částí po přivedení oscilačního zátěžného momentu na frekvenci 5 Hz, jehož intenzita je respektována modulačním činitelem - $\alpha = 0,01$. Hodnota proudu odpovídá 20% konstantnímu zatížení ASM s parametry a štitkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \Omega$, $R_r' = 1.735 \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$.

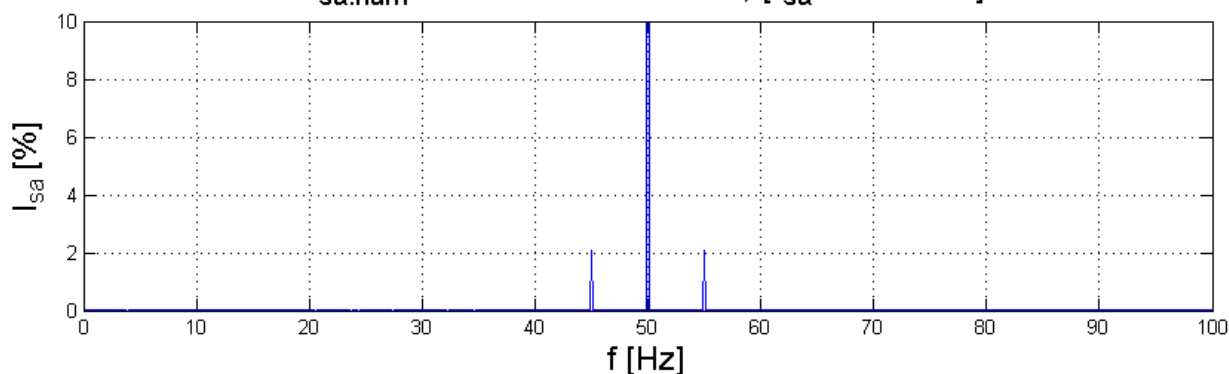


Frekvenční spektrum rov. (2.25) a jejich dílčích částí po přivedení oscilačního zátěžného momentu na frekvenci 5 Hz, jehož intenzita je respektována modulačním činitelem - $\alpha = 0,01$. Hodnota proudu odpovídá 80% konstantnímu zatížení ASM s parametry a šítkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \Omega$, $R_r' = 1.735 \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$.

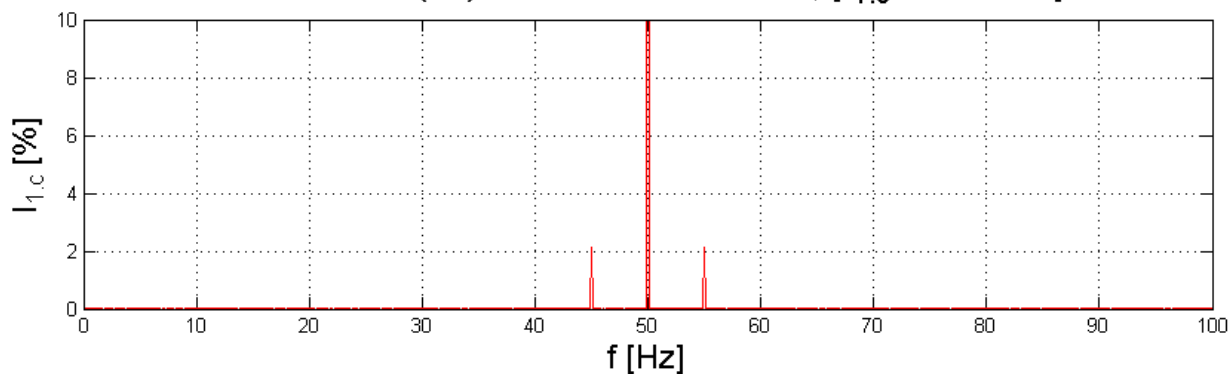


Frekvenční spektrum rov. (2.25) a jejich dílčích částí po přivedení oscilačního zátěžného momentu na frekvenci 5 Hz, jehož intenzita je respektována modulačním činitelem - $\alpha = 0,05$. Hodnota proudu odpovídá 20% konstantnímu zatížení ASM s parametry a štítkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \Omega$, $R_r' = 1.735 \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$.

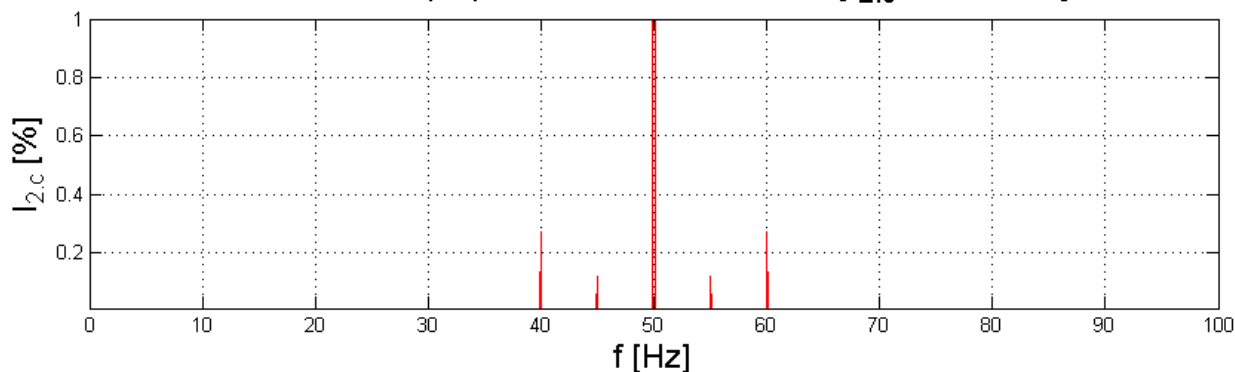
$i_{sa,num}$ ve frekvenční oblasti; [$i_{sa} = 4.855 \text{ A}$]



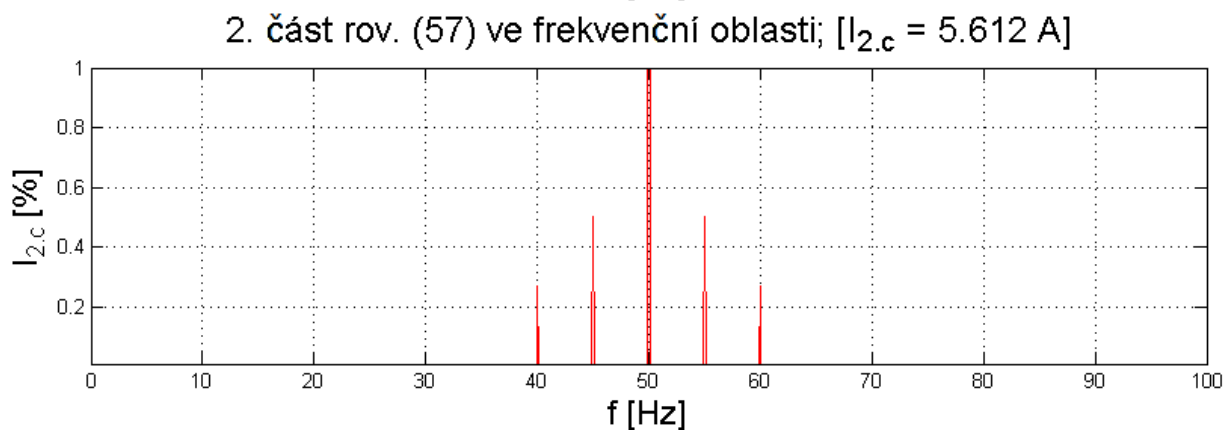
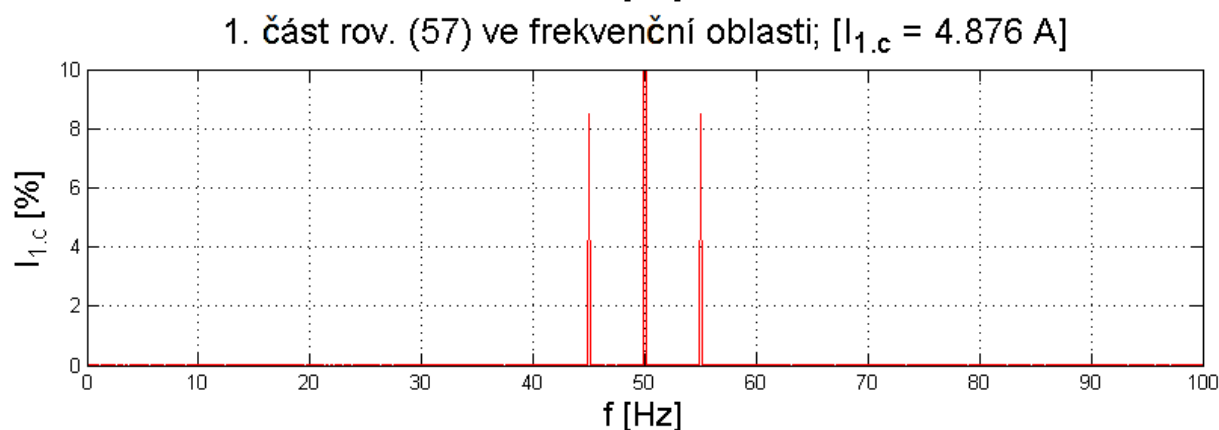
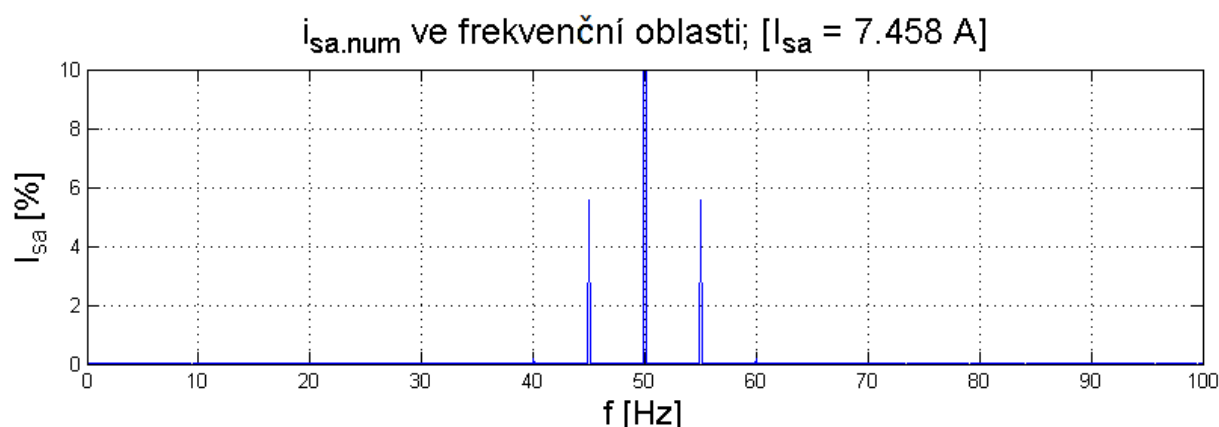
1. část rov. (57) ve frekvenční oblasti; [$i_{1,c} = 4.658 \text{ A}$]



2. část rov. (57) ve frekvenční oblasti; [$i_{2,c} = 1.360 \text{ A}$]

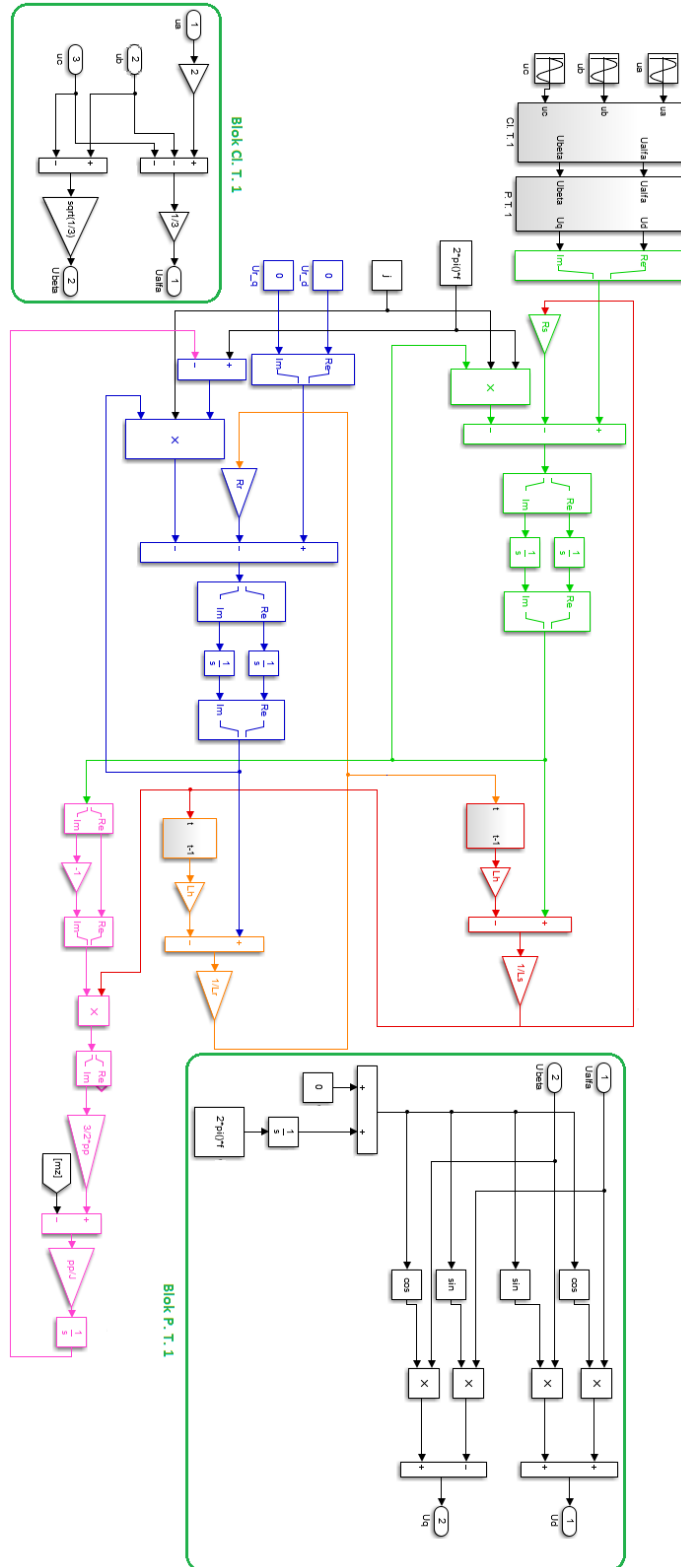


Frekvenční spektrum rov. (2.25) a jejich dílčích částí po přivedení oscilačního zátěžného momentu na frekvenci 5 Hz, jehož intenzita je respektována modulačním činitelem - $\alpha = 0,05$. Hodnota proudu odpovídá 80% konstantnímu zatížení ASM s parametry a štítkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \Omega$, $R_r' = 1.735 \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$.



Příloha 2

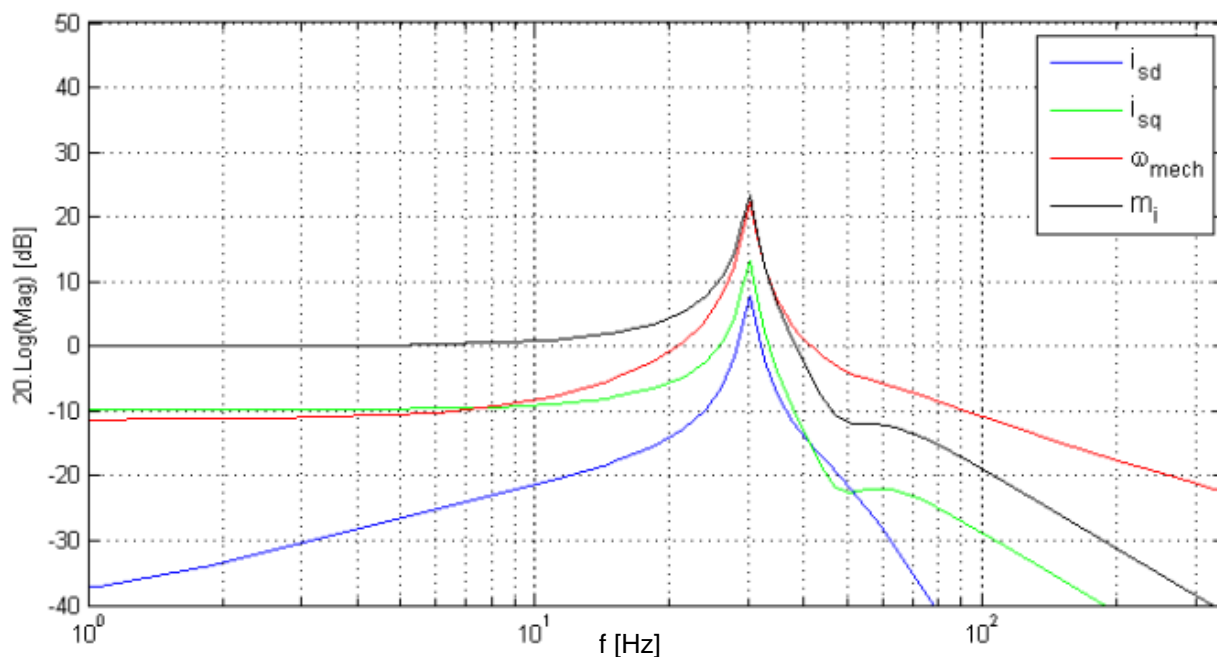
Schéma ASM v program Matlab Simulink



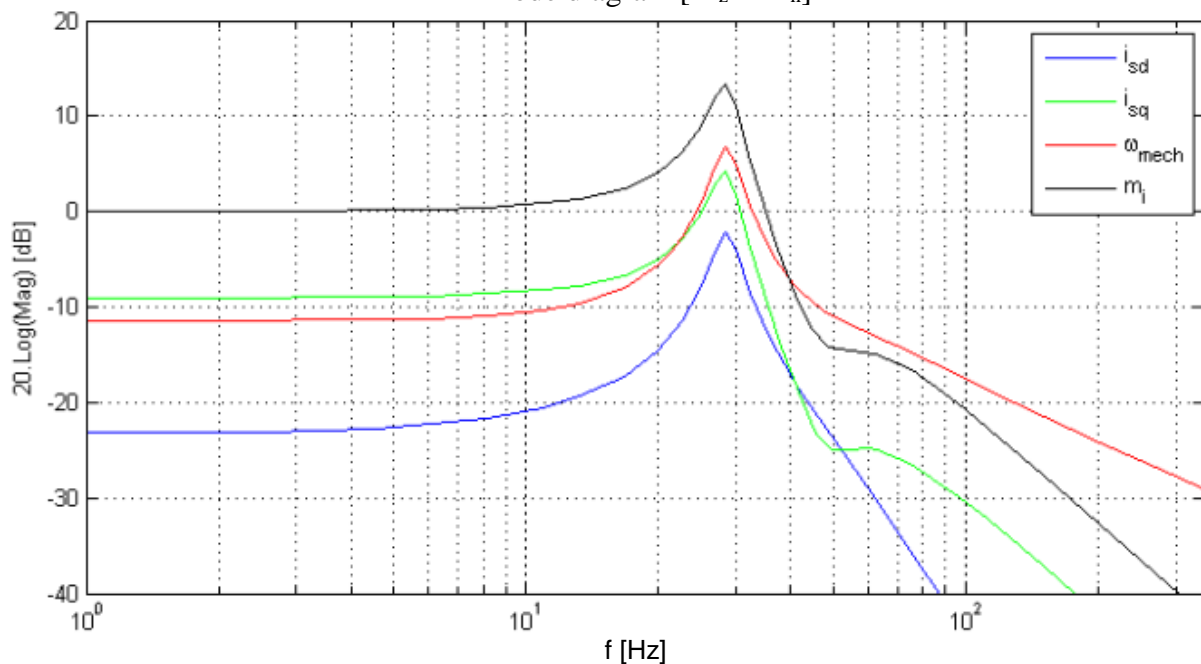
Příloha 3

Frekvenční přenosy ASM s parametry a šítkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \Omega$, $R_r' = 1.735 \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$.

Bode diagram [$M_z = 0 \text{ Nm}$]



Bode diagram [$M_z = M_n$]



Příloha 4

Modulační křivky pro ASM s parametry a štítkovými hodnotami: $P = 3 \text{ kW}$, $R_s = 1.993 \Omega$, $R_r' = 1.735 \Omega$, $L_s = 0.01134 \text{ H}$, $L_r' = 0.01134 \text{ H}$, $L_m = 0.21 \text{ H}$, $p_p = 2$, $J = 0.0062 \text{ kg/m}^2$, $M_n = 19.967 \text{ Nm}$, $n_n = 1437 \text{ min}^{-1}$.

